NUMERO DOPPIO 5-6

Spedizione in abbonamento Postale - Gruppo Terzo

MARZO
— 1946 —

ANNO XVIII

QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

LIRE 60.—

Modello speciale per generatori di alta frequenza

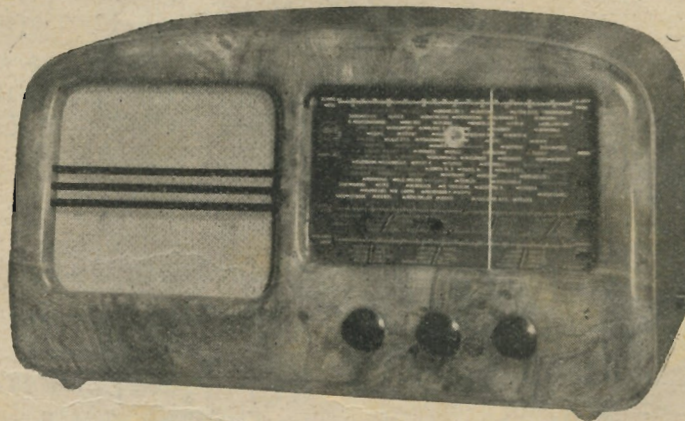
Questo condensatore è un prodotto

MINUTERIE ELETTRICHE
RADIO MILANO
UFF. VENDITA: CLEMENTE
P.zza PREALPI, 4 - TEL. 90971

TIPI PRONTI

MOD. 522 - 2 x 465 pF
MOD. 523 - 2x140+2x280
MOD. 501 - 1 x 465 pF
MOD. 502 - 1 x 140+280
MOD. 503 - 1 x 410 pF

CHIEDETE NUOVE QUOTAZIONI

Modello 27
S. I. A. R. E.

Ricevitore supereterodina di classe - Tre gamme d'onda - Grande altoparlante - Grande scala parlante - Ottima riproduzione anche a massimo volume - Ottima sensibilità su tutte le gamme - Occhio magico - Grande stabilità di recezione - Mobile di lusso in lucidissima radica di noce

S.I.A.R.E.

MILANO — VIA DURINI, 24 — TEL. 72.324

RIVISTA QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

Direzione, Amministrazione: Milano, Via Senato 24, Telefono 72.908

Conto corrente postale n. 3/24227

Ufficio Pubblicità: Via Inama, 21 - Milano

Abbonamento Annuo L. 500

Un fascicolo separato L. 30. Questo numero doppio L. 60. Estero il doppio

SOMMARIO

MEMORIA SU UN NUOVO SISTEMA DI ACCORDO A VARIAZIONE DI PERMEABILITÀ

del per. ind. G. De Benedetti
(laboratorio sperimentale de l'"antenna,,)

6044/11

Il cambiamento di tutte le frequenze portanti, f, distribuite entro le gamme di ricezione, in un valore fisso, f_i, detto frequenza intermedia, comporta l'uso di un generatore locale, con cui si crea una tensione di frequenza f_o, uguale a $f+f_i$. Lo stadio variatore di frequenza è quindi caratterizzato dalla presenza di due circuiti oscillatori, le cui frequenze di accordo sono comprese, rispettivamente:

a) entro la gamma di ricezione per il circuito atto a ricevere le tensioni incidenti;

b) entro la gamma $f_{max}+f_i$ ed $f_{min}+f_i$, nella quale f_{max} ed f_{min} rappresentano i valori estremi di frequenza della gamma di ricezione, per il circuito del generatore locale. La realizzazione effettiva del cambiamento di frequenza comporta la necessità di risolvere una serie non indifferente di problemi di natura analitica e costruttiva. Si ha da considerare anzitutto un problema di allineamento cui concorrono questioni di stabilità e rendimento dello stadio di conversione. Le soluzioni che si sono fino ad oggi imposte, consistono, come è noto, nel variare le frequenze di accordo dei due circuiti mediante due identici condensatori variabili. Di tale metodo, che è essenzialmente dominato come gli altri da un fattore di disallineamento, si è occupato nuovamente su queste pagine il prof. dott. ing. G. Dilda. L'esame analitico e sperimentale di questa soluzione permette di concludere che, in pratica, i disallineamenti risultanti sono in relazione alla precisione meccanica dei condensatori variabili. Il dott. M. Santoro (1) riprendendo un suo studio precedente (2) in materia, dimostra la possibilità di conseguire notevoli risultati mediante l'uso di particolari circuiti (fig. 1). I disallineamenti che si ottengono sono calcolati del $37 \cdot 10^{-2}$ % nel campo delle onde medie compreso fra 500 e 1500 kHz. Un errore alquanto maggiore viene però ottenuto in pratica, appunto per l'imprecisione costruttiva dei condensatori variabili. Occorre infatti che le differenze di capacità siano contenute entro l'1 % nel campo delle onde medie ed entro $1 \cdot 10^{-1}$ % nelle diverse gamme delle onde corte. Per una differenza di capacità dell'1 %, i disallineamenti subiscono un incremento del $4 \cdot 10^{-1}$ % nelle onde medie: essi sono cioè pressochè uguali a quelli ottenuti dal calcolo. Si è quindi in presenza di un problema costruttivo che può essere risolto con un'attrezzatura meccanica non indifferente. Se anche si ammette una differenza di capacità non superiore a $5 \cdot 10^{-1}$ %, quale può essere raggiunto soltanto da costruttori specializzati, si ha un incremento percentuale di disallineamento del $2 \cdot 10^{-1}$ che è accettabile nel campo delle onde medie, mentre non lo è nelle onde corte, dove l'errore complessivo è bene non sia superiore a $6 \cdot 10^{-2}$ %. Oltre a ciò vi sono da considerare altri importanti fattori che peggiorano il comportamento dello stadio di conversione. Al problema di precisione costruttiva dei condensatori variabili di accordo, si accompagnano problemi di merito dei circuiti oscillatori, cui concorrono la qualità e l'ubicazione dei materiali isolanti di sostegno degli statori, nonchè la resistenza rotore-massa che può essere modificata, come è noto, dall'uso e dalle condizioni ambientali di funzionamento. Nello studio del comportamento dei circuiti oscillatori, occorre cioè far luogo ad una resistenza in serie e ad una in derivazione al condensatore variabile da cui segue un valore,

Usando per il circuito selettore del segnale in arrivo lo stesso tipo di circuito che si usa per l'oscillatore locale, ossia lo schema della fig. 1a), *oppure quello della fig.* 1b), *si ottiene un allineamento migliore di quello conseguente all'uso di due circuiti diversi.*

Dott. M. Santoro, l. c. pag. 216

non sempre trascurabile, dell'angolo di perdita. Se poi si esaminano i procedimenti di calcolo atti a determinare i valori degli elementi che compongono i circuiti oscillatori, si ha che essi sono generalmente vincolati al solo problema dell'allineamento e non ad altri e più importanti fattori circuitali, quale, ad esempio, quello del rapporto *L/C* cui segue il valore del coefficiente di risonanza. Imponendo a priori un vincolo tanze, che difficilmente possono essere risolti nel modo più conveniente. Tutti questi problemi trovano una soluzione migliore con i sistemi di accordo a variazione di permeabilità, di cui il gruppo « P1 » rappresenta una realizzazione significativa.

La costituzione del gruppo « P1 » è rappresentata nel prontuario schematico della fig. 2.

I circuiti selettori comprendono con-

COSTITUZIONE SCHEMATICA DEI CIRCUITI DEL GRUPPO "P 1"

Fig. 2

l'induttanza di accordo. La tensione con la quale si va ad eccitare il circuito di griglia del generatore di conversione, è quella esistente ai capi di C1 per le OM1, di C2 per l'OM2, di C3, C4 e C5, rispettivamente per l'OC1, OC2 ed OC3. Particolarmente interessanti sono le conclusioni che si ottengono dall'esame teorico e sperimentale di un cir-

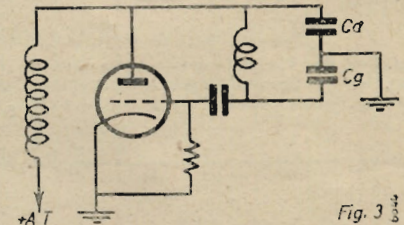



Fig. 3

cuito del genere. Si potrà dire diffusamente in altra sede dei procedimenti e dei criteri che tale studio comporta. Interessa pertanto ricordare che il comportamento di un tubo variatore di frequenza è definito dalla sua transconduttanza di conversione e che l'ampiezza della tensione di funzionamento del generatore locale, rappresenta un parametro atto a definire tale valore. Segue subito la necessità di considerare il funzionamento del generatore locale anche sotto il punto di vista della stabilità di ampiezza delle tensioni prodotte in funzione della frequenza.

Ora è importante notare che il regime di funzionamento di un generatore autoeccitato non è soltanto legato alle caratteristiche del tubo e alle costanti del circuito oscillatorio. Più precisamente esso è in relazione alla disposizione dei singoli elementi e al modo con cui si ottiene la tensione eccitatrice. E' infatti noto, almeno qualitativamente che, per quanto riguarda l'ampiezza, si hanno variazioni periodiche di tipo reale e variazioni periodiche di tipo complesso, assai meno importanti col Colpitt che non col Meissner e con l'Hartley. E' peraltro da osservare che l'uso del Colpitt è vincolato al sistema con cui si modifica la frequenza di funzionamento.

Nel caso di accordo a variazione di capacità s'incontrano importanti diffi-

in tal senso occorre procedere a una particolare suddivisione ed estensione dei diversi campi d'onda, con conseguente complicazione costruttiva dello stadio e del quadrante nominativo delle stazioni, dovuto all'eccessivo numero di commutazioni. Infine nei ricevitori plurionda, si hanno da considerare importanti problemi di disposizione e di collegamento fra il tubo, i condensatori variabili e l'insieme delle indut-

venienti capacità fisse e variabili di allineamento. I circuiti del generatore di conversione seguono lo schema fondamentale del Colpitt. Nelle due gamme delle onde medie si ha un condensatore fisso in serie all'induttanza di accordo. Per le operazioni di allineamento sulle frequenze più basse di ciascuna gamma delle onde medie servono due apposite induttanze (nucleo verde per le OM1 e nucleo rosso per le OM2) in serie al-

coltà circa la distribuzione e l'estensione dei diversi campi d'onda. Le ragioni sono evidenti, in quanto il rapporto di accoppiamento è essenzialmente un

rapporto di capacità, (esso vale Ca/Cg, fig. 3, ammettendo nullo lo sfasamento esistente fra Ea ed Eg), per cui il comportamento del generatore è dominato dai valori effettivi di capacità in giuoco. Con i sistemi di accordo a variazione di permeabilità tale rapporto è ovviamente costante, per cui il generatore di conversione può essere appunto realizzato, molto opportunamente, secondo il circuito del Colpitt. Le conclusioni sperimentali che ne conseguono sono notevoli, come risulta dal diagramma della fig. 4 in cui si è riportato il valore della corrente di griglia in funzione della frequenza di funzionamento. (*continua*)

(1) Alta Frequenza, 1940, IX, pag. 208.
(2) A. F., 1938, VII, pag. 740.
(3) Bull. techn. Philips, 1940, 60, pagina 68.

MODULAZIONE DI FREQUENZA

dell'Ing. Vincenzo Parenti

6048

Continuazione e fine, vedi N. 3-4

Tutto quanto finora detto ci fornisce gli elementi per poter calcolare, con un sufficiente grado di approssimazione, i valori dell'intensità di campo per una emissione F.M. ed i relativi guadagni S/N rispetto ad una emissione A.M.

Per quello che riguarda la frequenza impiegata la F.C.C. (Federal Communications Commission) ha spostato il campo riservato alle emissioni Broadcasting F.M. da 40 a 80 Mc/s ed oltre. Anzi più precisamente le proposte avanzate prospettano una delle tre seguenti soluzioni:

INTENSITA' DI CAMPO IN FUNZIONE DELLA DISTANZA

Fig. 29 6048

1. 50-54 Mc/s F.M. emissioni broadcasting a scopi educativi; 54-68 Mc/s F.M. emissioni broadcasting a scopi commerciali
2. 68-72 Mc/s F.M. emissioni broadcasting a scopi educativi; 72-85 Mc/s F.M. emissioni broadcasting a scopi commerciali
3. 84-88 Mc/s F.M. emissioni broadcasting a scopi educativi; 88-102 Mc/s F.M. emiss. broadcasting a scopi commerciali.

Ci consta però che attualmente le stazioni F.M. lavoranti su $42 \div 50$ Mc/s continuano in America il loro regolare servizio mentre contemporaneamente le nuove stazioni in costruzione vengono previste per poter lavorare sulle nuove frequenze assegnate.

L'esempio che riportiamo è stato svolto supponendo una frequenza di lavoro di 42,255 Mc/s; esso ha un valore puramente indicativo come applicazione di quanto detto e delle formule di H.H. Beverage.

Per frequenze di funzionamenti differenti occorrerà naturalmente modificare i valori di λ ed f e si potrà ricorrere, per il caso di frequenze non superiori a 100 Mc/s e non inferiori a 40 Mc/s, all'ausilio delle curve di Eckersley.

Furono supposte le condizioni di lavoro come qui di seguito:
Altezza antenna trasmittente: $h_1 = 220$ m
Altezza antenna ricevente: $h_2 = 10$ m
Potenza effettivamente irradiata: $W = 1000$ W
Lunghezza d'onda impiegata: $\lambda = 7{,}10$ m
Frequenza impiegata: $f = 42{,}255$ Mc/s
Distanza dal trasmettitore: D in Km
Intensità del campo: E in $\mu V/m$

Si procedette innanzitutto alla determinazione della distanza ottica D_h che risultò 64 Km.

Calcoli più precisi, di cui fu in seguito tenuto conto, ci permisero di determinare, con maggiore esattezza, per D_h un valore molto prossimo ai 60 Km.

Si procedette in seguito a determinare il campo E alle varie distanze, applicando la formula [9].

Entro un raggio di 60 Km furono ricavati i seguenti valori base:

$D = 20$ Km. $E = 2150$ $\mu V/m$
$D = 40$ Km. $E = 588$ »
$D = 60$ Km. $E = 240$ »

che in carta logaritmica risultarono allineati secondo una retta della pendenza $1/D^2$.

Per D>60 Km il campo venne determinato avendo dato ad n un valore di 3,6; si trovò:

$D = 80$ Km. $E' = 104$ $\mu V/m$
$D = 100$ Km. $E' = 44$ »
$D = 150$ Km. $E' = 10$ »

Questi valori risultarono allineati sul secondo tratto della retta avente la pendenza $1/D^n$. Fu tenuto in seguito conto dell'influenza massima del *fading* secondo il diagramma di figura 29, che determinò una modificazione dei valori originali come dalla prima tabellina.

Fu pure tenuto conto dell'assorbimento e dispersione delle zone urbane riducendo ulteriormente i valori trovati secondo un coefficente 0,5.

D Km.	Presenza fading		Valore origin. del campo	Valore del campo con fading
	—db	volte		
10	—2	0.8	8620	6900
20	—2.5	0.74	2180	1600
30	—5	0.56	900	536
40	—7.5	0.42	538	226
50	—11	0.28	345	97
60	—15	0.17	240	41
70	—17.5	0.13	180 ÷ 150	23.4 ÷ 19,5

Questi valori:

D Km.	Valore del campo ridotto secondo il coefficente 0,5	Valore definitivo del campo tenendo conto del fading
10	4310	3500
20	1100	820
30	480	270
40	270	115
50	175	50
60	120	20
70	140 ÷ 125	12 ÷ 10

assunti come definitivi furono portati come rappresentazione della curva $E = f\ (D)$ nel diagramma logaritmico di figura 29.

I valori trovati convertiti in valori di punta (moltiplicandoli per 1,41) e dividendoli per la tensione di punta del disturbo N, ci permisero di determinare i valori dei rapporti C/N alle varie distanze (curva A.M. della fig. 30) coincidenti, nel caso della A.M., con i rapporti S_a/N_a.

La formula usata fu pertanto:

$$\frac{C}{N} = \frac{124\ \sqrt{W h_1\, h_2\, D_h^{n-2}}}{\lambda D^n} = \frac{Sa}{Na}$$

Nel caso della fig. 30 supposto il valore di punta del disturbo continuo uguale ad 1 $\mu V/m$ si ottennero i seguenti valori per la curva A.M. avendo assunto come zero db un livello di 1 $\mu V/m$.

$D = 20$ Km $E = 1150$ = 62 db
$D = 40$ Km $E = 164$ = 44,5 db
$D = 60$ Km $E = 29$ = 29 db

Secondo quanto detto i valori S_f/N_f, per tutte le curve F.M., furono molto semplicemente determinati tracciando le curve rappresentative F.M. parallelamente alla curva A.M. ma spostate verso l'alto cioè maggiorate di quel certo numero di db determinato, entro le distanze in cui entra in azione la soglia di miglioramento, dalla tabellina di pag. 4 del n. 1-2.

Nelle figure 30 e 31 le curve relative alle F.M.-20, F.M.-30, F.M.-75, furono costruite col detto procedimento.

Fig 30

Fig. 31

Ad esempio per la fig. 30 sempre entro alla distanza di soglia, la curva F.M.-75 per una $D=40$ Km indica un guadagno, rispetto alla corrispondente curva A.M. di 74 — 45 = 29 *db*.

La fig. 31 relativa ad un disturbo ad impulso $N=100$ $\mu V/m$ fu molto rapidamente determinata riducendo, a parità di D, i valori S/N di 40 *db* rispetto quelli della analoga curva A.M. della fig. 30 [essendo appunto il rapporto 1 a 100 (quello esistente tra i due disturbi) equivalente a 40 *db*].

I valori limiti dei rapporti S/N delle suddette curve, valori a cui cioè bisognò tener conto della soglia di miglioramento furono determinati nel caso di un disturbo continuo per mezzo della formula

$$S_t/N_t = 2{,}9\ \mu^3/^2 \qquad [10]$$

in cui il rapporto trovato S_t/N_t (ordinate) venne maggiorato di un totale di 23 *db* (+10 per il guadagno di preesaltazione e +10 per il passaggio dai valori efficaci a quelli di punta del disturbo).

Nel caso invece della fig. 31 riguardante un disturbo ad impulsi, la soglia di miglioramento venne determinata con l'ausilio della formula

$$S_t/N_t = 2{,}6\ \mu^2 \qquad [11]$$

in cui il rapporto trovato venne unicamente maggiorato di 12 *db* onde tener conto del guadagno dovuto alla preesaltazione (1).

Venne infine tracciato un grafico riguardante il campo di servizio in funzione della F.M. applicata; esso è stato riportato nella fig. 32 ed è di immediata comprensione.

Conformemente a quanto detto si nota la convenienza dell'uso di un elevato μ (4-5) per una ricezione ad alta qualità.

Abbiamo così terminato queste brevi note sulla modulazione di frequenza con la speranza che esse possano, sia pure minimamente, contribuire a « inquadrare » le idee sui reali vantaggi e sulle possibilità offerte da una emittente a F.M.

Questo nuovo ed interessantissimo campo delle OUC, fecondo di vaste applicazioni, è dischiuso all'attività sperimentale dei radianti italiani dato che le caratteristiche intrinseche delle stazioni emittenti (ad es. del tipo a reattore variabile) permettono di realizzare degli ottimi complessi con un numero relativamente piccolo di tubi.

Le gamme dei 56, 140, 225 Mc sono aperte e su di essi gli sperimentatori potranno personalmente « verificare » le possibilità della F.M.

Prima di terminare chiediamo venia ai lettori se molti problemi sono stati solo accennati o trattati sommariamente con un procedimento matematico non rigorosamente esatto; ce ne sono a giustificazione lo spazio tiranno ed il fatto che abbiamo voluto eliminare dei passaggi di calcolo matematico superiore non facilmente accessibili a tutti.

Per coloro che volessero meglio approfondire i problemi trattati consigliamo vivamente la consultazione delle seguenti opere:

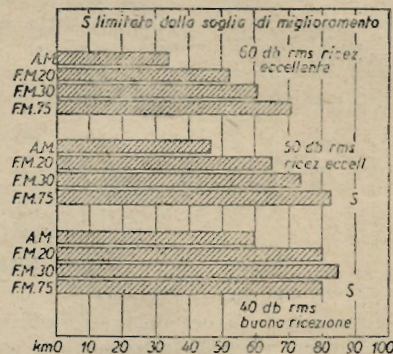



Fig 32

Hund Frequency modulation;
Termini Modulazione di frequenza;
Therman Radio Engineering Handbook;
R.C.A. Radio et ultra high frequency;
R.C.A. Revue oct. 1939.

(1) Le formule [10] e [11] sono utilizzabili solo se sono verificate alcune limitazioni sulle ampiezze dei canali di media frequenza.

TEORIA E PRATICA DI RADIOSERVIZIO

DAL RIPRODUTTORE ELETTROACUSTICO ALL'AEREO

IL RIPRODUTTORE ELETTROACUSTICO

di Adriano Azzali

Numerose difficoltà si oppongono alla ricerca delle cause che alterano il funzionamento dei radioapparati. Problemi di analisi e i sintesi, di teoria e di pratica, hanno un'unica soluzione che è necessario conoscere completamente, dallo sviluppo del procedere, alla conclusione dei risultati. Scopo di questo lavoro, eseguito da un tecnico coscienzioso e sicuro, è di completare e concludere quanto oggi è noto in materia nel campo dei ricevitori. La trattazione riporta numerosi dati pratici ed è di notevole importanza per tutti i radioriparatori. Essa si suddivide in numerosi capitoli, ciascuno dei quali tratta dei diversi elementi, o parti, di un ricevitore a cambiamento di frequenza. In ultimo si dirà delle relazioni fra questi elementi e si concluderà indicando procedimenti e metodi generali di ricerca.

G. Termini

Le anormalità da imputare al riproduttore elettroacustico sono:

1) di origine elettrica;
2) di origine meccanica.

Tra le anormalità di origine elettrica si annoverano:

a) l'interruzione della bobina di campo;
b) l'interruzione degli avvolgimenti del trasformatore di uscita;
c) il ronzio;
d) le distorsioni di frequenza;
e) i fischi e i crepitii;
f) lo scarso rendimento acustico.

Sono di origine meccanica invece:

a) i fenomeni di distorsione e di scarso rendimento;
b) le perturbazioni microfoniche;
c) l'interruzione della bobina mobile.

Anormalità di origine elettrica

a) *Interruzione della bobina di campo.*

Le cause di questo inconveniente sono diverse e vanno ricercate, principalmente, nel modo in cui essa è collegata in circuito. E' noto che nel collegamento in serie, la bobina di campo del riproduttore provvede all'eccitazione del riproduttore stesso e al livellamento della corrente esistente all'uscita della valvola raddrizzatrice. Quando invece è collegata in parallelo, tra l'uscita del

filtro di livellamento e la massa, essa provvede esclusivamente all'ecitazione del riproduttore. Di ciò si hanno esempi notevoli in numerosi amplificatori e anche nei riproduttori elettrodinamici e autoeccitati e nei ricevitori con stadio in controfase per l'amplificazione di potenza.

E' necessario conoscere le cause di questo inconveniente prima di procedere alla riparazione. Agli effetti pratici le cause che normalmente s'incontrano sono in numero di tre.

L'interruzione della bobina di campo è cioè da imputare:

1) alla presenza di un corto circuito;
2) all'eccessivo riscaldamento del filo;
3) a ossidazione del filo stesso.

Il corto circuito è generalmente localizzabile, perchè si presenta sotto l'aspetto di una bruciatura. La riparazione è molto facile. Adoperando un ohmetro è possibile incontrare l'interruzione svolgendo accuratamente la bobina. Occorre saldare, nuovamente i due estremi, isolare con cura e quindi riavvolgere. E' importante osservare che occorrendo eliminare anche un paio di centinaia di spire, non si altera praticamente il rendimento del riproduttore.

L'interruzione per riscaldamento o per ossidazione si presenta invece con aspetti diversi. Essa può essere originata da una forte richiesta di corrente dovuta ad un guasto nel ricevitore (altoparlante in serie) e anche alla presenza di un corto circuito tra diversi strati, tale cioè da ridurre fortemente il valore ohmico dell'avvolgimento (altoparlante in parallelo). E' quasi sempre necessario riavvolgere completamente la bobina perchè lo smalto isolante che protegge il filo perde i suoi requisiti in seguito a forte riscaldamento. L'ossidazione è prodotta da un fenomeno di ozonizzazione dell'aria circondante la bobina, conseguente al campo elettrico ad alta frequenza che si forma per scintillio fra spire o fra strati.

L'ozono che si ottiene si combina con l'umidità atmosferica dando origine ad acido nitrico che intacca vigorosamente il filo di rame. Le tracce di esso sono rappresentate dal colore verde intenso del nitrato di rame che è visibile sotto la forma di numerosi puntini. Occorre rifare quasi sempre l'intero avvolgimento avendo cura, se si utilizza il medesimo cartoccio, di asportare per bene le tracce verdi che si fossero eventualmente formate su di esso o comunque sui punti di appoggio del filo. Si evitano così nuovi guasti a breve scadenza. E' anche opportuno paraffinare con cura il nuovo avvolgimento e curare che esso sia ben stretto.

Per avvolgere le bobine di campo non è necessario disporre di una costosa attrezzatura. La macchina avvolgitrice può essere sostituita con un dispositivo semplicissimo, rappresentato da un trapano a mano fissato direttamente al tavolo o ad una morsa e da un supporto di sostegno del rocchetto da svolgere. Occorrono due squadre metalliche che servono a supporto al rocchetto; esse vengono fissate al tavolo con viti. Due aste metalliche filettate, aventi un diametro di otto millimetri circa, servono, l'una a fissare il cartoccio al mandrino del trapano e l'altra a mantenere il rocchetto sulle squadre di supporto. Le dimensioni delle squadre sono: altezza cm. 12, larghezza cm. 6, distanza tra esse cm. 13. E' necessario far uso di alcuni nuclei in legno con foro passante che s'introducono nei cartocci per adattarli al diametro dell'asta metallica centrale. Infine occorrono due dischi di legno forati, che servono a tenere ben stretto il cartoccio. Girando la manovella il cartoccio segue il movimento tirando il filo del rocchetto che si svolge e che è guidato dalla pressione delle dita. Non è necessario disporre di un contagiri perchè una volta conosciuto il diametro del filo primitivo (quello cioè da sostituire) è sufficiente riempire di filo di uguale diametro il cartoccio fino a raggiungere l'altezza che esso occupava. Si è detto infatti che avvolgere del filo, in più o in meno, entro limiti abbastanza ampi non compromette praticamente il rendimento dell'altoparlante. Ove si avessero seri dubbi è conveniente avvolgere un po' di filo in più.

Il calcolo della resistenza ohmica della bobina di campo è eseguito come segue:

1) altoparlante in serie.

In questo caso è noto che la bobina serve anche come impedenza di livellamento. Il procedimento di calcolo è convenientemente chiarito dall'esempio pratico che riportiamo. Se si stabilisce che all'entrata del filtro di livellamento, la tensione sia di 350 V e che la tensione normale di lavoro delle valvole debba essere di 250 V, la caduta di tensione disponibile è di 350 — 250 = 100 V. Se la corrente globale assorbita dalle valvole è di 60 mA (0,06 A), si ha facilmente che la bobina di campo deve avere una resistenza

$$R = \frac{100}{0{,}06} = 1066 \text{ ohm.}$$

Lo potenza dissipata è:

$$100 \times 0{,}06 = 6 \text{ W.}$$

Nella tabella 1 sono riportati alcuni dati costruttivi della bobina di campo in relazione al tipo della valvola finale usata. La tabella si riferisce a ricevitori con 3, 4, 5 valvole e con tensione di alimentazione all'entrata del filtro comprese tra 310 e 360 volt.

Per il calcolo delle bobine in parallelo ci si deve attenere ad un altro criterio. Poichè esse sono percorse dalla sola corrente di eccitazione, occorre conoscere la potenza che deve dissipare il riproduttore ed il valore della tensione raddrizzata che è disponibile. Dia-

Tabella 1 - Eccitazione in serie.

Valvole	Potenza W	Avvolgimento Ω	∅ filo	Peso gr.	Spire N.°
WE30-41 42-47 6K6-EL2	3	2000 2500	0.14	270-300	15-16000
2AS-42 6F6-AL1	3.5	1800 2000	0.15	270 300	14-15000
6V6 EBL1-EL3 AL4	4.2	1400-1080	0.16	300 350	14-15000
6L6-EL6-EL5	6 8	800-1200	0.18	500-800	10-14000

Tabella 2

Valvola Finale	Sez. Nucleo cm²	Spire Primar.	Spire Second.	Imped. bobina mob	∅ filo primar.	∅ filo second.	Note
Pentodi	4	3200	63	2.5	0.13	0.8	41 - 42 - 6F6 - EL3 - EL2 - ecc.
Triodi	4	1600	100	10	0.13	0.8	2A3 - 45
Tetrodi a fascio	4	3000	60	2.2	0.16	0.8	6V6 (vedi nota)
Tetrodi a fascio	6	2500	50	2.2	0.18	0 8	6L6
2 triodi	5	2200 per sez.	50	2.2	0.16	0.8	controfase classe A
2 pentodi	6	2300 per sez	60	2.5	0.15	0.8	controfase classe A
2 - 6V6	6	2500 per sez.	50	2.5	0.16	0.8	controfase classe A
2 - 6L6	11	950 per sez.	53	5	0.28	1.2	controfase classe AB1

Nota: Un trasformatore d'uscita di tipo ridotto per valvole 6V6 ed anche per pentodi, si avvolge con i seguenti dati: Nucleo cm² 3 - spire primario 2700 - ∅ 0.13 - spire secondario 37 - ∅ 0 5 - Primario alla rinfusa su rocchetto di cartone bakelizzato. Questi dati non sono teorici. Essi sono usati da molte Ditte Costruttrici.

mo anche qui un esempio pratico. Si abbia un altoparlante elettrodinamico tipo W 12 e si disponga di una tensione raddrizzata di 350 volt.

Si ha:

$$R = \frac{350 \cdot 350}{12} = 10.208 \text{ ohm,}$$

cioè in pratica 10.000 ohm.

Non è possibile fornire una tabella, per la notevole varietà dei tipi esistenti e per i diversi valori delle tensioni di alimentazione che occorre tenere presente. Per gli elettrodinamici autoeccitati con valvola separata i valori di resistenza dela bobina di campo sono compresi fra 2000 e 6000 ohm; per quelli invece usati negli amplificatori e nei ricevitori di media e grande potenza i valori vanno da 7500 a 15.000 ohm.

b) *Interruzione del trasformatore di uscita.*

Questo guasto è forse uno dei più facili ad individuare a causa dell'arrossamento ben visibile della griglia schermo della valvola finale, la cui efficienza e durata possono essere anche pregiudicate. I condensatori di livellamento risentono di questa interruzione, perchè mancando l'assorbimento della valvola finale essi vengono a trovarsi caricati a tensione molto elevata. E' noto in proposito il compito del trasformatore d'uscita e come esso è costituito. L'interruzione avviene quasi sempre nel primario che è di filo molto sottile e, molto più raramente, nel secondario, che ha poche spire di filo grosso. Il guasto può essere prodotto ancora da corto circuito, da bruciature e dalla formazione di nitrato di rame, come già detto nel caso dell'avvolgimento di campo. Occorre verificare bene lo stadio finale se si ha ragione di ritenere che l'interruzione sia prodotta da un forte sovraccarico. Un caso tipico è rappresentato dalla presenza di una tensione positiva, anzichè negativa, sulla griglia controllo della valvola stessa, quale può essere prodotta da perforazione del condensatore di accoppiamento con la valvola preamplificatrice. In questo caso la resistenza interna della valvola finale è particolarmente bassa, per cui l'assorbimento di corrente risulta pericoloso per i trasformatori di uscita, oltre che per la valvola stessa. Comunque sia, se l'avvolgimento non è bruciato, ma solo interrotto si può tentare la riparazione cercando il punto di rottura mediante un ohmetro. Anche qui eliminare uno o due strati non pregiudica il rendimento del trasformatore; la riparazione è quindi facile ed economica.

Se invece vi è formazione di nitrato (punti verdi ben visibili) e se la rottura si trova dopo parecchi strati, è necessario riavvolgere e paraffinare l'avvolgimento. Per determinare praticamente il numero di spire occorrenti al rifacimento del trasformatore nei normali circuiti di BF, funzionanti in classe A, non è necessario eseguire calcoli complicati. Occorre tenere presente che tra il numero di spire del primario e quelle del secondario vi è un rapporto dato da

$$\sqrt{Z1/Z2}$$

in cui $Z1$ è l'impedenza di carico della valvola finale, mentre $Z2$ è l'impedenza della bobina mobile dell'altoparlante.

Esempio:

$$\sqrt{3500/10} \simeq 18$$

in cui si ammette che 3500 ohm rappresenti il carico anodico ottimo, stabilito dal costruttore della valvola e, 10 ohm l'impedenza della bobina mobile che si può conoscere con sufficiente approssimazione misurando la sua resistenza ohmica e moltiplicando questo valore per 1,2.

Una volta stabilito il rapporto di trasformazione, si contano le spire del secondario e si moltiplicano per questo rapporto; il numero così trovato rappresenta il numero di spire dell'avvolgimento primario con sufficiente approssimazione. Per il diametro del filo da usarsi, basta misurare il diametro di quello già esistente; qualora ciò non fosse possibile occorre calcolarlo con la formula:

$$D = \sqrt{0{,}8 \cdot I}$$

in cui I, che è espresso in ampere, è l'assorbimento della valvola finale ed è dato dal costruttore di essa. E' da tener presente che non è indispensabile isolare strato da strato; si può interporre semplicemente una strisciolina di carta ogni due strati, data la piccolissima differenza di tensione esistente (da 10 a 15 volt tra i due estremi). Si ha anche un risultato migliore avvolgendo il primario sopra il secondario e isolando bene uno dall'altro con carta Leathraid.

Nella tabella 2 si riportano alcuni dati pratici per riavvolgere diversi trasformatori di uscita. Questa operazione non è facile se non si dispone di una avvolgitrice. E' necessario paraffinare il pacco, immergendolo per alcuni minuti in un bagno caldo di paraffina.

c) *Ronzio.*

Il ronzio è generalmente prodotto da scarsa azione di livellamento e può anche non essere imputabile al comportamento dei condensatori elettrolitici, a fenomeni di rete, alla polarizzazione fissa delle valvole, all'orientamento dei trasformatori o dall'impedenza di bassa frequenza e all'isolamento filamento-catodo delle valvole. Quando la bobina di campo è collegata in serie, l'inconveniente può essere prodotto da un corto circuito che diminuisce fortemente l'impedenza offerta da essa al passaggio della corrente raddrizzata. E' facilmente comprensibile che il fenomeno si verifica ugualmente collegando la bobina in serie al negativo dell'alta tensione, anzichè al positivo. Per controllare eventuali corti circuiti è necessario servirsi di un ponte di impedenze. Un ottimo e semplicissimo strumento del genere è stato descritto a pag. 17 nel numero 1 de "*l'antenna*" del 1938. Una volta localizzato il guasto occorre procedere nel modo descritto a suo tempo.

Anche un collegamento errato della bobina anti-ronzio può provocare un inconveniente del genere. E' noto che la bobina anti-ronzio è collegata in serie alla bobina mobile; essa ha il compito di portare un impulso uguale e contrario a quello fornito dalle pulsazioni della corrente di alimentazione. Si può costruire una bobina di questo tipo avvolgendo sul campo stesso del dinamico, previo buon isolamento, 18 spire di filo di rame (diametro 0,8 mm.).

d) *Distorsione per soppressione di frequenza.*

Quando la riproduzione è caratterizzata dalla soppressione dei toni bassi, ocorre verificare il condensatore in parallelo al primario del trasformatore di uscita, la cui capacità è compresa fra 300 e 10.000 pF, e che può essere staccato o comunque interrotto. Altrimenti il primario del trasformatore di uscita ha alcune spire, o più esattamente qualche strato in corto circuito. L'inconveniente può essere anche dovuto ad un eventuale circuito di contro reazione, quando la tensione relativa è prelevata dalla bobina mobile del riproduttore. Si può verificare ad esempio un inversione di collegamento (1).

Anche il centrino del dinamico può provocare un fenomeno di soppressione di frequenza; di cui si dirà trattando dei guasti di origine meccanica.

e) *Fischi e crepitii.*

Un particolare caso di produzione di fischi si verifica quando per errato orientamento nel fissaggio dell'altoparlante sul mobile il trasformatore di uscita, risulta vicino a uno stadio amplificatore di alta o di media frequenza. Ciò particolarmente nei mobili midget di tipo verticale. Per ovviare a ciò occorre semplicemente spostare l'altoparlante o meglio provvedere ad allontanare il trasformatore di uscita dagli stadi detti.

Anche il circuito di contro reazione e il condensatore in parallelo al primario del trasformatore di uscita che può essere staccato o difettoso possono provocare fenomeni di disturbo. Quando il crepitio è accompagnato da evidenti

fenomeni di instabilità occorre verificare il primario del trasformatore di uscita, sia per quanto riguarda la continuità e sia per quanto riguarda l'isolamento.

f) *Scarso rendimento acustico.*

Per essere sicuri che lo scarso rendimento acustico è da imputare al comportamento dell'altoparlante occorre procedere ad una prova di confronto con un altro riproduttore di sicuro funzionamento.

Ciò naturalmente non disponendo di un'attrezzatura più completa quale è quella rappresentata dal voltmetro elettronico, dal generatore a battimento e dal misuratore di uscita. Una prova acustica di confronto con un altro altoparlante consente sempre di concludere senza tema di errori. Occorre allora separare in una prova successiva il trasformatore di uscita dal riproduttore stesso. Lo scopo si può ottenere collegando un altro trasformatore. Le cause più comuni da imputare ad esso sono riassunte nel modo seguente:

trasformatore di uscita:

parziale corto-circuito del primario (verifica e sostituzione degli avvolgimenti);

parziale corto-circuito del secondario; elevata resistenza del secondario (trasformatore e bobina mobile);

perdite nell'isolamento del condensatore parallelo al primario (sostituire).

E' inutile dire che tutti i guasti relativi agli avvolgimenti dei trasformatori di uscita sono quasi sempre accompagnati da notevoli distorsioni.

Un'altra causa di guasti può risiedere nell'altoparlante stesso. Può aversi infatti:

corto-circuito nell'avvolgimento di campo (riparare come detto);

corto-circuito nella bobina mobile (sostituzione di essa o del cono);

scarso isolamento fra i terminali della bobina mobile;

cedimento del centrino; cono bloccato (trattato nel capitolo relativo ai « guasti meccanici »). (*continua*)

(1) Di ciò tratteremo diffusamente a suo tempo nel capitolo relativo all'amplificazione di bassa frequenza.

Ricezione delle stazioni dilettantistiche nella prima quindicina di marzo

Elenco delle migliori stazioni dilettantistiche udite dal nostro posto di ascolto situato a circa 40 km. ovest di Milano. Il valore di R è dato con la normale scala di intelligibilità da 1 a 5. Le stazioni in telegrafia sono indicate con (rtg); quelle senza indicazioni sono da ritenersi in fonia. La nazionalità della stazione si può ricavare dal nominativo stesso, mentre quando è stato udito è indicato il QRA esatto.

GIORNO	ORA	METRI	NOMINATIVO	OSSERVAZIONI
1-3-46	17,15	10	F2RK	RST 367 in cq.
	17,30	10	SU1SU	RST 488 qso WTGMA qra Cairo
	17,30	10	WTGMA	RST 248 qso SU1SU
2-3-46	09,50	40	I1VE	RST 376 in cq. qra 40 km. NNW Milano
	09,50	40	I1AK	RST 377 in cq. qra vicinanze Venezia
	10,30	40	I1RKS	RST 256 qso diversi qra 80 km. Nord Verona
	10,40	40	HB9BE	RST 489 qso diversi qra Lugano
	12,00	10	W6QP4	RST 599 (rtg) qso D4ACD
	12,00	10	D4ACD	RST 247 (rtg) qso W6QP4
7-3-46	10,45	10	I1PB	RST 358 qso Okinawa qra Nord ovest Italia
	14,40	10	U1USE	RST 479 qso W4BSS
	14,40	10	W4BSS	RST 378 qso U1USE
	15,00	20	F3CDA	RST 479 in cq
	15.30	20	PI1J	RST 599 qso diversi
	16,30	20	ON4G	RST 579 (rtg) qso diversi
	16,30	20	HS2A	RST 489 qso diversi qra Bangkok (Tailandia)
8-3-46	11,30	10	W6NFR	RST 478 qso diversi qra Okinawa (Giappone)
	12,00	10	I1PB	RST 367 qso W8QSG qra Nord Ovest Italia
9-3-46	20,00	10	W9BCI	RST 478 qso D4AIE qra Ohio
	20,00	10	D4AIE	RST 124 qso W9CBI
	20,30	10	W8RSE	RST 477 in cq
	20,40	40	I1VF	RST 368 in cq qrm3
	20,45	40	I1IO	RST 257 in cq qrm3
	20,50	80	I1FD	RST 258 qso I1B qra 60 km. ovest Bologna
	20,50	80	I1B	RST 379 qso I1FD qra Nord Alto Adige
	21,50	20	PY1GJ	RST 489 in cq
	22,00	10	HB9CV	RST 247 (rtg) qso PY6AD
	22,15	20	YI3R	RST 579 qso PY5CE
	22,20	20	I1LL	RST 368 in cq
	22,20	20	HK1AG	RST 589 qso diversi qra Barranquilla
10-3-46	14,00	40	I1CD	RST 599 qso I1RM qra San Remo
	14,30	40	I1RM	RST 599 qso CQ qra vicino Milano
12-3-46	20,20	20	SM5SI	RST 358 qso Svizzera qra Stoccolma
	20,30	20	GY4AC	RST 478 in CQ
	22,45	20	PY4IE	RST 368 (rtg) in CQ
	22,50	20	YV5AN	RST 589 qso F8BRA qra Caracas
	23,15	20	PY2OE	RST 579 qso diversi qra Iyu (Sao Paulo Brasil)

Si tratta di ascolti scrupolosi ed eseguiti con ottimi ricevitori. Crediamo che la loro pubblicazione sia interessante sotto tutti i punti di vista, anche perchè può servire da direttiva per i dilettanti italiani ai quali, come noto, verrà probabilmente concesso di utilizzare le bande più corte. Sono indicati anche i dilettanti italiani (naturalmente i migliori, dato che molti erano quelli in aria) che hanno trasmesso fino al 10 marzo, giorno in cui l'ARI ha raccomandato di far silenzio per avere più probabilità di ottenere le licenze. P. S.

GLI APPARECCHI DE "l'antenna" **"LA SUPER 46-01"**

UN RICEVITORE ECONOMICO DI GRAN CLASSE

CINQUE CAMPI D'ONDA — ACCORDO A VARIAZIONE DI PERMEABILITÀ

del per. ind. G. Termini

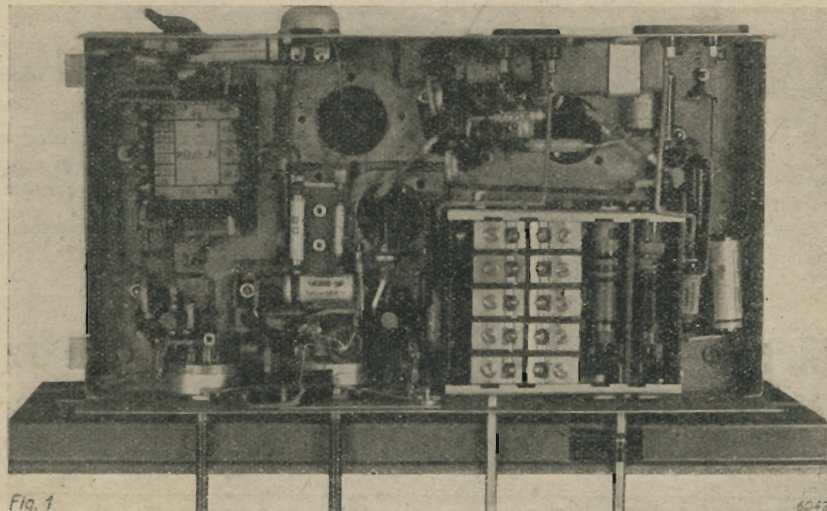



Fig. 1

6043/10

Continuazione e fine, vedi N. 3-4

MONTAGGIO DELLA « SUPER 46-01 »

La costruzione della « Super 46-01 » è essenzialmente dominata dall'uso del gruppo « P 1 » e della relativa scala parlante. Occorre infatti tener presente che il gruppo « P 1 » è montato normalmente in posizione verticale sul piano del telaio. In tal caso i perni di comando del gruppo e cioè, quello di sintonia e quello di commutazione del campo d'onda, rimangono disposti entro due appositi incavi praticati sul piano stesso della scala. Nella « Super 46-01 » si è voluto invece mantenere la disposizione orizzontale. Da ciò segue la necessità di procedere a una modifica nel collegamento dei terminali del gruppo stesso. Montando il gruppo nel modo indicato dalla fig. 1, è necessario portare i collegamenti relativi alla presa « fono » dalla fiancata sinistra alla fiancata destra del gruppo stesso. Inoltre il collegamento relativo alla griglia controllo del tubo convertitore di frequenza, che è normalmente disposto sulla fiancata destra, dev'essere portato sulla fiancata sinistra. Tali operazioni non presentano particolari difficoltà. E' sufficiente considerare in proposito quanto è riportato nella fig. 2. I numeri che contraddistinguono i terminali del gruppo « P 1 », si riferiscono ordinatamente:

1, alla massa;

2, al CAS, cioè al circuito per la regolazione automatica di sensibilità;

3, all'aereo;

4, all'entrata del circuito di preamplificazione a bassa frequenza;

5, alla presa « fono »;

6, alla griglia - controllo dell'unità oscillatrice;

7, all'anodo dell'oscillatore;

8, alla griglia controllo dell'unità mescolatrice.

I collegamenti che occorre modificare sono quelli relativi ai numeri 4 e 5, che si sistemano sulla fiancata destra del gruppo. Il collegamento al terminale 8 è invece applicato a uno dei due terminali, 4 e 5, non più utilizzati.

Il telaio della « Super 46-01 » può essere costruito in base al piano di foratura della fig. 3. E' possibile adoperare un telaio normalmente usato per i ricevitori a cinque tubi. In tal caso occorre fissare una piastrina metallica (70×70×1) di sostegno del potenziometro di regolazione del volume.

Risolto il problema del telaio si fissano anzitutto su di esso gli zoccoli dei tubi, tenendo presente che quelli dei tubi 6K7 e 6Q7 richiedono gli anelli di sostegno dello schermo. Sul piano superiore del telaio (fig. 4) si montano i due trasformatori di media frequenza, *TM1* e *TM2*, l'elettrolitico Ducati EC 2032.2 da 8+8 μF. Il trasformatore di alimentazione N. 1784 della « NOVA » si fissa nell'apposito incastro del telaio. Questo trasformatore può essere anche montato verticalmente, mediante due apposite piastre che si possono richiedere al costruttore. Per fissare orizzontalmente il gruppo « P 1 » occorre riferirsi al piano di foratura del telaio. Sulla testata posteriore del telaio si montano la morsettiera « Antenna-Terra », la presa « Fono », il bocchettone d'innesto al cavo del riproduttore e il « cambio-tensioni ». Nell'interno della testata posteriore si fissa il condensatore elettrolitico da 16 μF mediante l'apposita fascia. La sistemazione dei terminali di massa risulta evidente dall'esame della fig. 1. Sulla testata anteriore del telaio si fissano i due potenziometri da 1 MΩ, tenendo presente che quello munito d'interruttore è sistemato vicino allo zoccolo del tubo 5Y3.

Ultimate queste operazioni si possono incominciare ad eseguire i collegamenti. E' buona regola procedere ordinatamente iniziando dal circuito di alimentazione e proseguendo quindi per ogni singolo stadio. Le precisazioni necessarie a tale lavoro si hanno ovviamente dallo schema elettrico e dalla fig. 1. Non occorrono al riguardo particolari accorgimenti. Circa lo schema d'impiego del tubo 6A8, si osservi la fig. 5 che illustra sufficientemente la disposizione dei collegamenti relativi.

Definiti i collegamenti nell'interno del telaio, occorre saldare i clips ai conduttori destinati alle griglie dei tubi 6A8, 6K7 e 6Q7. Per andare alla griglia del tubo 6A8, serve un terminale dello zoccolo di sostegno del tubo.

Occorre in ultimo eseguire alcune modifiche sulla scala parlante prima di applicarla al telaio. Tali modifiche riguardano il comando di sintonia e l'indicazione di gamma e di tono. Per quanto riguarda il comando di sintonia è necessario riferirsi allo schema della fig. 6. Occorrono mm 610 di filo Nailon avente un diametro di mm 0,35. L'intera corsa di tale filo avviene su quattro carrucole disposte nel modo indicato. Si evita così di rendere visibile il filo dal piano trasparente del cristallo. Inutile dire che il filo e il relativo pattino con indice si dispongono in un secondo tempo e cioè dopo aver applicato la scala sul telaio. Per quanto riguarda le indicazioni di gamma e di tono, si possono adoperare

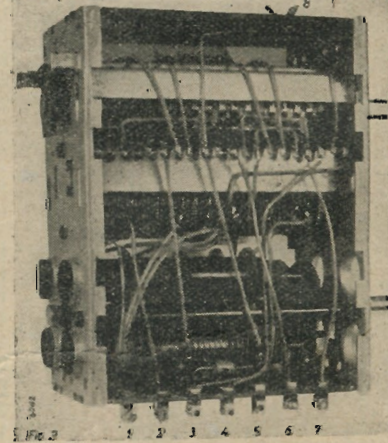



Fig. 2

i relativi dischi di cui è provvista la scala. E' necessario far uso di due boccole per il sostegno degli alberelli sui

Fig. 3

quali s'imperniano i dischi. Questi dischi sono comandati da un filo di acciaio mediante convenienti carrucole.

Per evitare lo scorrimento del filo sul perno del disco, è necessario avvolgere più volte il filo su di esso e fare in modo che risulti ben teso. Anche questa operazione si dovrà eseguire dopo aver applicato la scala al telaio.

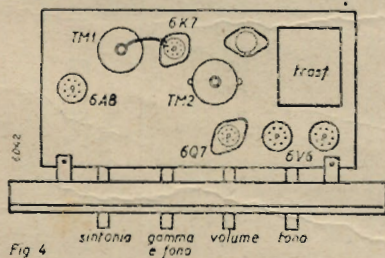



Fig 4

PROVE TECNICHE DI VERIFICA E MESSA A PUNTO DELLA « SUPER 46-01 »

6043

1. - *Controllo delle tensioni di alimentazione.*

Per una tensione alternata di alimentazione corrispondente a una qualunque delle cinque tensioni di cui è provvisto il trasformatore di linea, le tensioni agli elettrodi dei tubi devono corrispondere ai valori riportati nella *tabella* 1. Variazioni comrpese intorno a $\pm 10\%$ non sono da prendere in considerazione.

Variazioni più importanti non possono essere trascurate se non sono da imputare ad errore sistematico introdotto dallo strumento di misura.

2. - *Controllo degli stadii di bassa frequenza.*

Il controllo degli stadii di bassa frequenza comporta:

a) una prova di qualità, per conoscere il responso degli stadii in relazione all'ampiezza e alla frequenza della tensione applicata all'entrata di essi e per determinare il comportamento dei regolatori manuali di volume e di tono;

b) una prova di quantità, per conoscere il valore della massima resa indistorta in relazione ad una determinata ampiezza della tensione BF di entrata.

La curva di qualità si traduce nel rilievo della curva di responso della fig. 7.

L'esecuzione delle prove di responso comporta ovviamente la necessità di

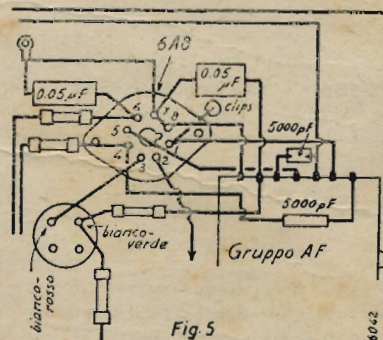



Fig 5

mantenere costante la tensione di resa del generatore. Essa è stabilita in modo che, a 400 Hz, la tensione di uscita degli stadii di bassa frequenza corrisponda a una potenza resa di 50 mW.

Per le prove tecniche di qualità è stato seguito lo schema riportato nella fig. 8. Le apparecchiature di misura sono di una nota Casa costruttrice. Il generatore a battimenti è il modello 1685 che ha doti notevoli di precisione, stabilità e purezza e che comporta il controllo strumentale di ampiezza della tensione di resa. Per le misure delle tensioni di resa si è adoperato uno strumento indicatore a scala lineare tarata direttamente in volt.

Quando non è possibile disporre di apparecchiature del genere, si può ugualmente procedere a un esame di qualità, verificando molto semplicemente,

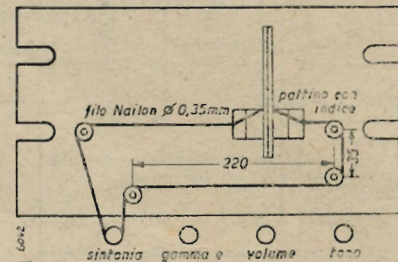



Fig. 6

la linearità di funzionamento dei tubi elettronici. Occorre disporre di una tensione BF quale può ottenersi da un generatore modulato di segnali. In caso contrario si potrà ricorrere a un fonorivelatore. Con un milliamperometro di giusta portata (5 e 50 mA) si possono verificare i valori di corrente anodica rispettivamente del tubo 6Q7 (sezione triodo) e del tubo 6V6. L'indicazione ricevutane non dovrà subire variazioni importanti, variando la tensione BF di entrata entro il limite di massimo volume. In caso contrario i tubi non lavorano nelle condizioni di linearità previste dalla classe A.

I valori ottenuti sperimentalmente sono: 1,2 mA per il tubo 6Q7 e da 45 a 48 mA per il tubo 6V6 procedendo, in ogni caso, a una variazione completa del regolatore manuale di volume.

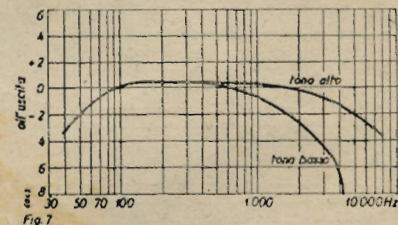



Fig. 7

La variazione di corrente anodica del tubo 6V6 è da imputare al fatto che, con notevoli valori della tensione di entrata, si viene a interessare il gomito inferiore della caratteristica di funzionamento, con conseguente aumento del valore medio di corrente, quale è appunto indicato dallo strumento. Variazioni più importanti di corrente anodica del tubo 6V6 devono essere eliminate. Le cause possono essere molteplici. Occorre verificare anzitutto le condizioni del

tubo e i valori delle tensioni di alimentazione. In secondo luogo si dovrà controllare il condensatore elettrolitico che cortocircuita là resistenza catodica di

Fig. 8

à - *Generatore a battimenti*

b - *Voltmetro di cresta*

c - *Oscilloscopio per il rilievo sulla forma d'onda*

autopolarizzazione e che può risultare di capacità sensibilmente inferiore a quanto è necessario; occorre infine esaminare il condensatore elettrolitico di uscita del filtro che può risultare anch'esso difettoso e la cui azione è particolarmente importante quando la frequenza della tensione di entrata non è elevata.

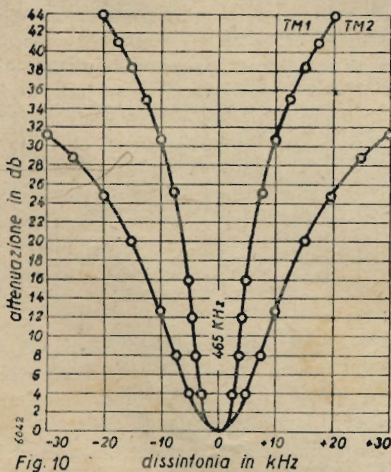



Fig. 10

Inutile dire che tutte le prove di qualità possono essere sostituite dal rilievo oscilloscopico di forma della tensione di BF esistente all'uscita degli stadii. Occorre pertanto un generatore a battimenti se si vuole estendere l'esame entro l'intero campo delle frequenze acustiche. Anche un generatore a diapason può servire allo scopo, limitando l'esame a una o a due frequenze di entrata.

Tutte le prove vanno eseguite controllando l'entrata della tensione BF di resa del generatore, per evitare che l'eccessiva ampiezza di essa conduca i tubi a funzionare in condizioni di non linearità.

Alle prove di qualità occorre far seguire una prova di massima resa indistorta. Si procederà alla lettura della tensione di uscita degli stadii di BF o si aumenterà la tensione di resa del generatore fino ad incontrare un mutamento di forma all'oscilloscopio. Noto il modulo Z dell'impedenza della bobina mobile del riproduttore, si ha immediatamente:

$$W = \frac{V_e}{Z^2}, \text{ nella quale } V_e = \frac{V_{max}}{\sqrt{2}}$$

Non potendo effettuare il controllo oscilloscopico si può ricorrere alla verifica della corrente anodica del tubo 6V6. Si aumenterà allora la tensione di resa del generatore fino ad ottenere una corrente non superiore a 48 mA.

Rilievo oscillografico della curva di selettività dei trasformatori di media frequenza TM1 e TM2. *Fig. 9*

Il valore della tensione di uscita data dal voltmetro elettronico determina ancora il valore della massima potenza indistorta. Anche le prove di quantità sono state eseguite con lo schema della fig. 8. Riguardo al rilievo oscilloscopico della forma d'onda, si tenga presente che procedendo nel modo indicato si ottiene una figura stazionaria sincronizzando l'asse dei tempi con la frequenza di resa del generatore.

3. - *Allineamento e controllo dello stadio amplificatore di media frequenza.*

Le operazioni di allineamento sono

Tabella 1. - Controllo delle tensioni di alimentazione

Tubo	Analizzatore universale mod. 1873 - Allocchio, Bracchini & C.			Lettura dello Strumento volt
	Collegamento	Predisposizione	Portata volt	
5Y3	filam. - filam.	c. alternata	10	5
	anodo 1 - massa	»	500	330
	» 2 - »	»	500	330
	filam. - massa	c. continua	500	345
	presa int. A.T. - massa	«	10	– 3
6V6	filam. - massa	c. alternata	10	6,2
	anodo – massa	c. continua	500	240
	gr. sch. - massa	»	500	255
	catodo - massa	»	50	12
6Q7	filam. - massa	c. alternata	10	6,2
	anodo triodo - massa	c. continua	500	120
	catodo - massa	»	10	1,7
6K7	filam. - massa	c. alternata	10	6,2
	anodo - massa	c. continua	500	255
	gr. sch. - massa	»	500	100
	gr. contr. - massa	»	10	– 3
6A8	filam. - massa	c. alternata	10	6,2
	anodo - massa	c. continua	500	255
	g3,5 - massa	-	500	120
	g2 - »	-	500	100
	gr. contr. - massa	»	10	– 3

Tabella 2. - Allineamento dei trasformatori di media frequenza

Ordine progres. di prova	Predisposizione dei circuiti (Schema fig. 1)	Collegamento del generatore di segnali Freq. di funzionam. - 46 kHz Freq di modul. - 400 Hz Profondità di modul. - 30%	Trasformatore da tarare	Elemento da regolare	Verifica di taratura
1	Togliere il collegamento fra la griglia controllo del tubo 6K7 e il secondario del trasformatore T M 1	gr. controllo tubo 6 K 7 e massa	T M 2	N 3 N 4	Max uscita
2	a) Collegare una resistenza da 10·000 Ω 1/4 W in parallelo al primario del trasformatore T M 2. b) Stabilire il regolatore manuale di volume nella posizione di massima resa. c) Diminuire la tensione di resa del generatore di segnali, compatibilmente ad una sufficiente indicazione strumentale di uscita	gr. controllo tubo 6 K 7 e massa	T M 2	N 4	Max uscita
3	Togliere la resistenza da 10·000 Ω 1/4 W collegata in parallelo al primario del trasformatore TM2 e collegarla in parallelo al secondario di esso.	gr. controllo tubo 6 K 7 e massa	T M 2	N 3	Max uscita
4	a) Stabilire il collegamento fra la griglia controllo del tubo 6K7 e il secondario del trasformat. TM1 b) Diminuire la tensione di resa del generatore di segnali. c) togliere il collegam. fra il circuito selettore e la g1 del tubo 6A8 d) cortocircuitare contemporaneamente i terminali 4 o 5 del gruppo P1 di alta frequenza. e) Collegare un'altra resistenza da 10 000 Ω 1/4 collegata in parallelo al primario del trasformatore TM1.	gr. 1 tubo 6 A8 e massa	T M 1	N 2	Max uscita
5	Togliere la resistenza da 10·000 Ω 1/4 W collegata in parallelo al primario del trasformatore TM1 e collegarla in parallelo al secondario di esso.	gr. 1 tubo 6A8 e massa	T M 1	N 1	Max uscita

Tabella 3. - Allineamento del gruppo di alta frequenza "P 1"

Ordine di taratura	Generatore modulato di segnali Freq. di mod. 400Hz - Profon. di mod. 30%			"Super 46-01"				
	Colleg. al ricev.	Aer. fittizio	Frequenza	Commutatore di gamma	Indice scala	circuito da tarare	Elemento da regolare	Verifica
1	anten. massa	200 p F	550 kHz	O M 1	550kHz	Oscill. O M 1	C 1	corr. scala
2	,, ,,	200 p F	850 kHz	O M 1	850kHz	Oscill. O M 1	vite rossa	,, ,,
3	,, ,,	200 p F	850 kHz	O M 1	850kHz	Aereo O M 1	C 6	Max uscita
4	,, ,,	200 p F	950 kHz	O M 2	950kHz	Oscill. O M 1	C 2	Corr. scala
5	,, ,,	200 p F	1450 kHz	O M 2	1450kHz	Oscill. O M 2	vite verde	,, ,,
6	,, ,,	200 p F	1450 kHz	O M 2	1450kHz	Aereo O M 2	C 7	Max uscita
7	,, ,,	300 Ω	8 MHz	O C 1	8 MHz	Oscill. O C 1	C 3	Corr. scala
8	,, ,,	300 Ω	8 MHz	O C 1	8 MHz	Aereo O C 1	C 8	Max uscita
9	,, ,,	300 Ω	12 MHz	O C 2	12MHz	Oscill. O C 2	C 4	Corr. scala
10	,, ,,	300 Ω	12 MHz	O C 2	12MHz	Aereo O C 2	C 9	Max uscita
11	,, ,,	300 Ω	18 MHz	O C 3	18MHz	Oscill. O C 3	C 5	Corr. scala
12	,, ,,	300 Ω	18 MHz	O C 3	18MHz	Aereo O C 3	C 10	Max uscita

state eseguite con due diversi procedimenti, e cioè:

a) Facendo uso di un generatore modulato di segnali e di un voltmetro elettronico per il controllo della tensione di uscita;

b) adoperando un generatore di segnali con modulazione di frequenza e procedendo alla verifica delle condizioni di allineamento, mediante il rilievo oscilloscopico.

Le operazioni di allineamento sono state eseguite in base alla *tabella* 2, in un caso, e in base allo schema della fig. 9 nell'altro caso.

Il grafico della fig. 10 rappresenta la curva di selettività dei trasformatori di media frequenza. Essa è stata eseguita in base ai termini tipo, corrispondenti a una potenza di uscita di 50 mW (V_{eff} = = 36.10^{-2}) e facendo uso di una frequenza e di una profondità di modulazione, rispettivamente di 400 Hz e del 30 %.

La curva dimostra che l'amplificatore di media frequenza ha doti notevoli di selettività.

Le prove tecniche su questo stadio possono ritenersi concluse con la misura dell'amplificazione di esso.

La tensione di resa del generatore di segnali è stata tenuta sufficientemente limitata per impedire la presenza della tensione addizionale di polarizzazione del CAS.

L'amplificazione è risultata di 110.

4. - *Allineamento e controllo dello stadio variatore di frequenza.*

Le operazioni di allineamento hanno semplicemente lo scopo di tener conto delle capacità dei collegamenti e di far coincidere il valore della frequenza portante ricevuta con l'indicazione nominativa del quadrante. Le operazioni di allineamento sono riportate ordinatamente nella *tabella* 3. Le precisazioni circa l'elemento da regolare si riferiscono alle corrispondenti indicazioni riportate sul pannello di chiusura del gruppo.

Per una resa costante di 50 mW, la sensibilità media della « Super 46-01 » nei cinque campi d'onda è la seguente:

OM1	da	9 a 11 μV
OM2	da	8 a 10 μV
OC1	da	8 a 10 μV
OC2	da	9 a 11 μV
OC3	da	10 a 13 μV

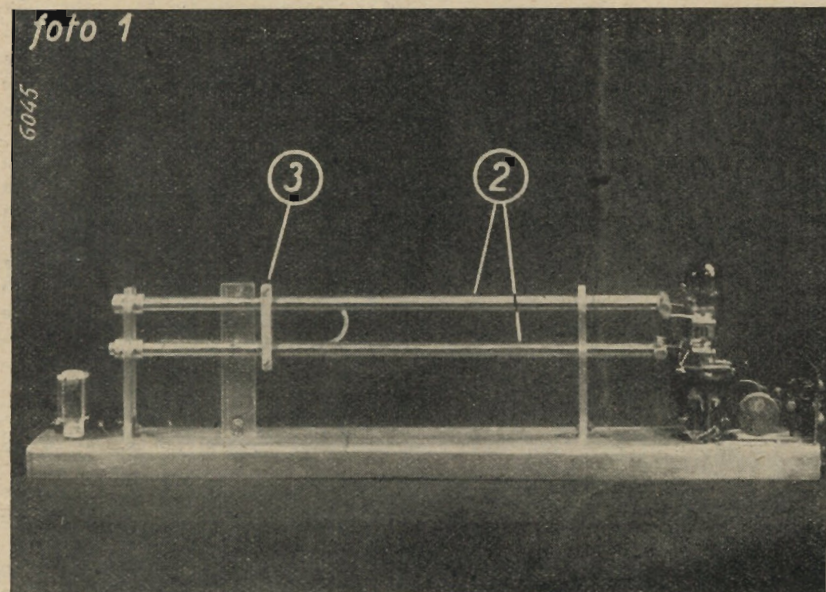
✶

NOTA IMPORTANTE

Per una svista del disegnatore, nello schema della "Super 46-01" (fig. 1, pag. 24 del numero 3-4) sono stati tra loro scambiati i valori di alcuni elementi. Il condens. in parall. sul primario del trasf. di uscita (tubo 6V6) è di 5.000 pF e non di 50.000 pF. La resist. di fuga nella g4 del tubo 6A8 è di 50.000 Ω 1/4 W e non di 5.000.

TRASMETTITORE DA 30 WATT

PER 224 MC/S

dell'Ing. Vincenzo Parenti

6045/14

Continuazione e fine, vedi N. 3-4.

I circuiti oscillanti usati per frequenze inferiori a 30 Mc/s sono del tipo a costanti concentrate. Lavorando su frequenze maggiori è molto difficile ottenere con simili circuiti un elevato Q effettivo dato che le resistenze del circuito oscillante, prima trascurabili, vanno assumendo, col crescere della frequenza, valori sempre maggiori che dissipano una gran parte della potenza R. F. generata.

I circuiti a linea a costanti distribuite a $\lambda/2$ o a $\lambda/4$ (del tipo a conduttori paralleli o concentrici) permettono di ottenere dei Q effettivi molto elevati e conseguentemente elevati valori di impedenza dinamica.

Ciò deriva dal fatto che le dimensioni fisiche di questi circuiti, rispetto la lunghezza d'onda generata in risonanza, sono notevolmente maggiori di quelle del tipo a costanti concentrate.

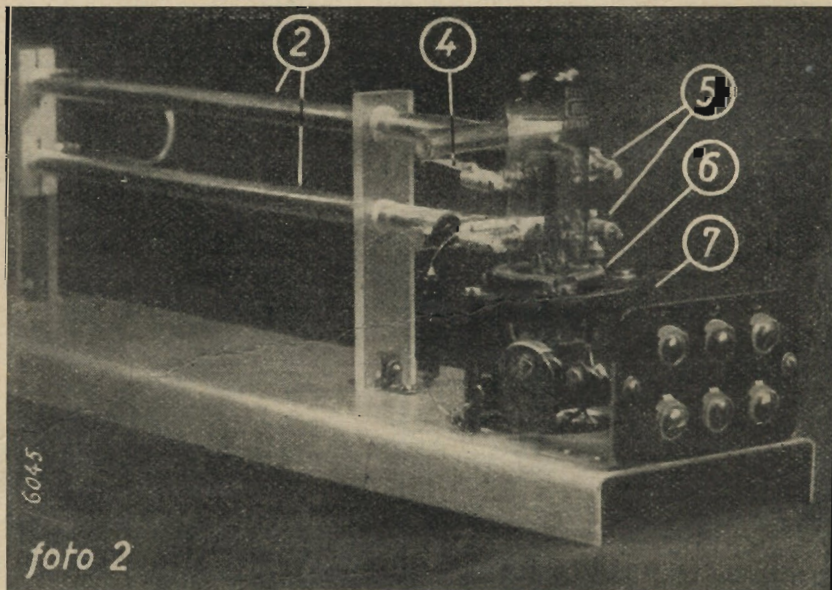
Con questi circuiti le superfici conduttrici sono molto più ampie e le resistenze di radiazione più basse, inoltre le variazioni di frequenza dovute alle variazioni di capacità del tubo possono essere ridotte al minimo se l'energia elettrostatica che si accumula nella capacità del tubo è la più piccola possibile comparata con la totale energia elettrostatica accumulata nel circuito risuonatore.

Alta efficenza del circuito volano ed alto Q effettivo richiedono basse perdite nel circuito risuonatore.

Riteniamo utile, prima di passare alla descrizione del trasmettitore, dare un cenno sia pur sommario, delle linee usate come circuiti risuonanti in OUC.

Linee a $\lambda/4$.

Possono essere o con un estremo aperto o con un estremo in c.c.

Una linea a $\lambda/4$ aperta è visibile in fig. 1. In linea continua è raffigurato l'andamento della v, ed in quella tratteggiata della i avendo supposta situata all'estremo destro la sorgente di alimentazione.

Questa linea equivale in risonanza ad un circuito risonante in serie.

Se cortocircuitiamo un estremo, l'andamento della v e della i essendo quello di fig. 2, la linea elettricamente diviene equivalente ad un circuito risonante in parallelo.

La distribuzione della i risulta immediata essendo sempre la i sfasata di 180° rispetto la v; ciò può immediatamente verificarsi considerando che nei terminali in c.c. la v deve essere necessariamente zero mentre i deve raggiungere il suo valore massimo.

Se la linea aperta è minore di $\lambda/4$ essa equivale elettricamente ad una pura reattanza capacitativa, ovvero ad una pura reattanza induttiva se maggiore.

Per linee con un estremo in c.c. vale l'inverso.

Linee a $\lambda/2$.

Una linea a $\lambda/2$ aperta, fig. 3, equivale ad un circuito risuonante in parallelo mentre con una estremità in c.c., fig. 4, essa diviene equivalente ad un circuito risuonante in serie. Per linee aperte minori di $\lambda/2$ il circuito equivale ad una pura reattanza induttiva e rispettivamente a una pura reattanza capacitativa se maggiore di $\lambda/2$. Anche ora nel caso di estremo in c.c. vale l'inverso.

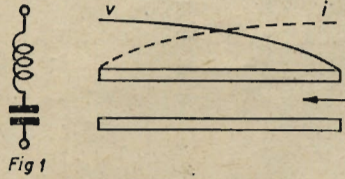
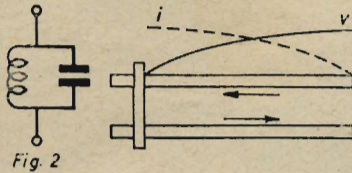
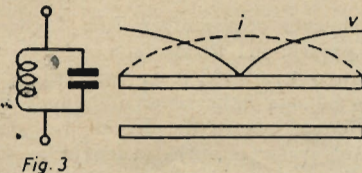
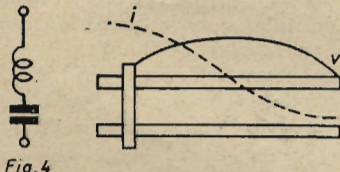
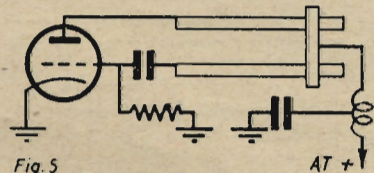
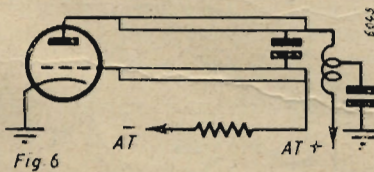
Da quanto accennato si può immediatamente comprendere l'enorme importanza che le linee assumono nel campo delle OUC dato che con esse è possibile realizzare oltre che dei circuiti oscillanti con elevata impedenza dinamica, delle pure resistenze (prive di reattanza) ovvero dei perfetti condensatori antinduttivi, o delle induttanze di arresto senza alcuna capacità propria.

Riserbandoci di tornare in seguito su questo punto passiamo all'esame del circuito volano del nostro trasmettitore.

Esso è stato realizzato con una linea a $\lambda/4$ con uno estremo in c.c. e, come

detto, può considerarsi equivalente ad un circuito oscillante avente una elevata impedenza di entrata.

La distribuzione delle correnti e delle tensioni lungo la linea (fig. 2) giustificano ciò: infatti la i che scorre nel ramo in c.c. ha un valore molte volte superiore a quella nel terminale aperto e considerando l'impedenza Z come un

rapporto tra i valori istantanei della v e della i (le freccie indicano l'andamento istantaneo delle correnti) se ne deduce che la Z assume nel terminale aperto un valore molte volte maggiore (praticamente grandissimo) rispetto quello dell'estremo in c.c.

La Z tra due punti della linea a $\lambda/4$ può quindi considerarsi come una funzione lineare della distanza dall'estremo in c.c.

Le linee aperte a $\lambda/4$ e quelle a $\lambda/2$ hanno nei riguardi dell'impedenza un andamento notevolmente differente e molto interessante.

Accenniamo solo, in quanto necessario per la comprensione del meccanismo della messa a punto del circuito catodico, che in una linea a $\lambda/2$ l'impedenza di entrata è uguale a quella di uscita e che i due punti terminali hanno il medesimo potenziale essa può quindi essere considerata come un trasformatore avente un rapporto di uno a uno mentre una linea a $\lambda/4$ si comporta come un vero e proprio trasformatore di impedenza in cui l'impedenza di entrata è eguale al rapporto tra l'impedenza caratteristica della linea (1) e l'impedenza di uscita.

Abbiamo così gli elementi sufficienti per renderci conto del comportamento del nostro circuito volano. Esponiamo ora le considerazioni che ci hanno guidato nella realizzazione del trasmettitore, permettendo che il complesso è stato sperimentalmente realizzato onde poter studiare il comportamento delle linee sui 224 Mc nonchè le caratteristiche di propagazione su queste frequenze.

Esso non rappresenta quanto di meglio si può realizzare con l'impiego di una valvola quale la 1628.

Il difetto principale di questa realizzazione, come di tutte quelle simili, consiste nel fatto che la linea non è bilanciata, intendendo per bilanciata una linea quando i suoi due lati sono simmetrici rispetto la terra.

Causa appunto lo sbilanciamento le correnti nei due rami della linea non sono eguali e ne risulta in definitiva un incremento nella resistenza di radiazione del sistema: cioè un aumento delle perdite.

Diametro dei tubi e loro distanza.

La distribuzione della corrente su uno dei due conduttori rimane influenzata dal flusso magnetico prodotto dall'altro nonchè da quella fluente nel conduttore medesimo. Questo fenomeno dovuto alla vicinanza (proximity effect) ha una notevole importanza perchè si traduce in definitiva in un aumento della resistenza di radiazione della linea.

Sembrerebbe perciò opportuno mantenere i due conduttori della linea ad una distanza reciproca di parecchi diametri senonchè le perdite per radiazioni sono tanto minori quanto più vicini sono i conduttori o meglio quanto minore è il rapporto d/λ. Ne consegue che è necessario scegliere valori di compromesso tra d e r in funzione della λ impiegata.

Alla luce di quanto detto, e tenendo inoltre presente che il Q della linea può sempre considerarsi proporzionale al diametro $2r$ dei tubi, s'è trovato conveniente fissare per $2r$ un valore di 10 mm e per d uno di 30 mm avendo così un rapporto $d/\lambda = 0{,}22$ e $d/2r = 3$.

Dalle tabelle del Therman (2) risulta che lo skin effect viene incrementato secondo un coefficiente di 1,05.

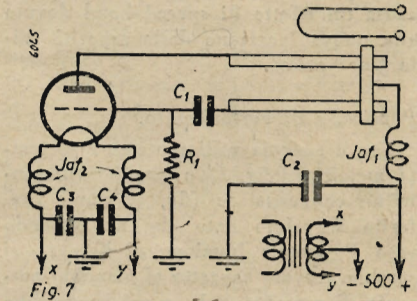
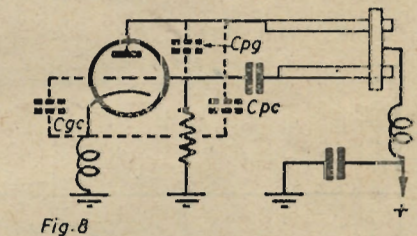
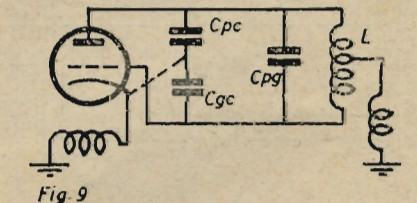
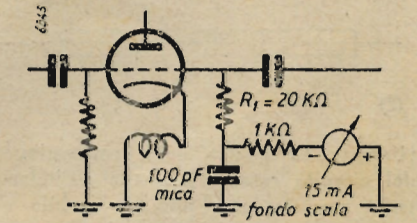
A titolo di orientamento ricordiamo che per il rapporto $d/2r$ è bene non scendere sotto un valore di 2 nonchè superfluo superare uno di 4. Consigliabile un valore di 3,5.

Il calcolo teorico eseguito dimostrò che una linea realizzata in siffatta guisa presenta una impedenza di entrata dell'ordine di 100.000 ohm ed un Q superiore a 3000. Per la realizzazione delle linee venne usato del tubetto internamente vuoto onde avere un conduttore che presenti una grande superficie e contemporaneamente una piccola massa metallica.

Fissati questi dati si procedette alla realizzazione della linea con del tubetto di rame di diametro interno di 7 mm ed in seguito di tutti gli altri pezzi visibili nei disegni costruttivi.

Tutti i pezzi vennero poi sottoposti all'operazione di argentatura per mezzo di un bagno galvanico.

Regolazione della frequenza.

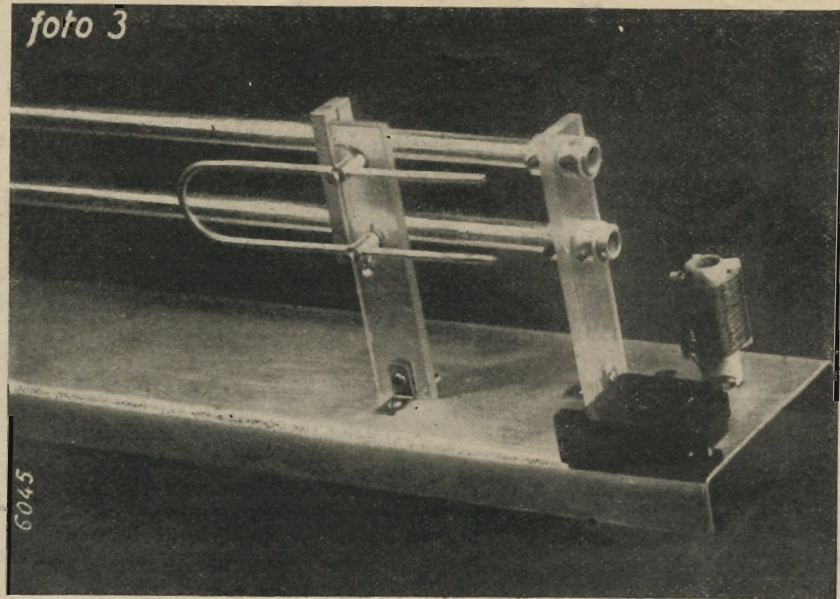
Venne effettuata variando la lunghezza della linea volano, spostando il ponticello c.c. Si preferì questo sistema a quello facente uso di un condensatore

variabile di piccola capacità posto in parallelo al lato caldo. In quest'ultimo caso la regolazione della λ emessa sarebbe risultato più spedita nonchè ne sarebbe risultato un accorciamento della lunghezza meccanica della linea, ma questo condensatore con le sue perdite inevitabili avrebbe determinato una diminuzione del Q effettivo del circuito

oscillante in quanto inoltre avrebbe diminuito la lunghezza della linea, e per conseguenza l'impedenza dinamica essendo il rapporto $\frac{\text{impedenza dinamica}}{\text{impedenza caratterist.}}$ proporzionale a $\frac{l}{\lambda/4}$ (valore limite $\frac{l}{\lambda/4} = 1$).

Ponendo questo condensatore variabile in una posizione vicina al lato freddo della linea si sarebbero diminuite le perdite ma percentualmente l'influenza di questa capacità sarebbe diminuita causa un effetto di spread band dovuta alla nuova locazione della capacità sulla linea stessa.

Ponticello di cortocircuito.

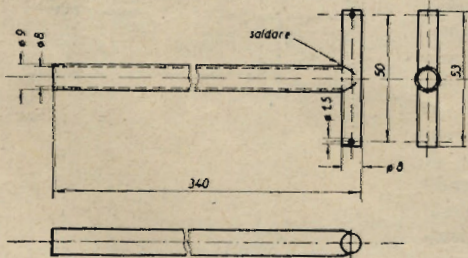
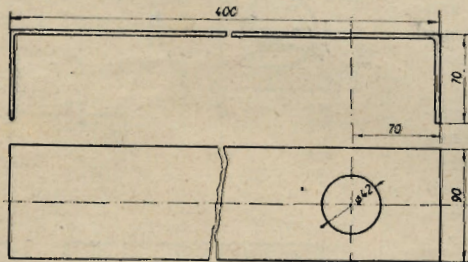
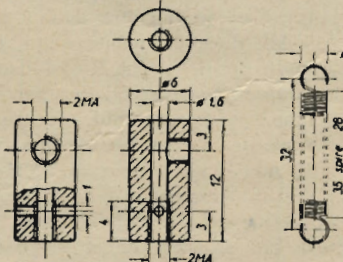
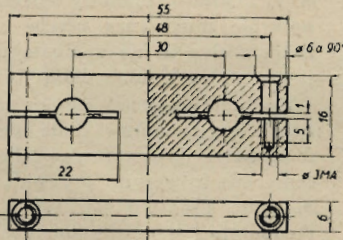
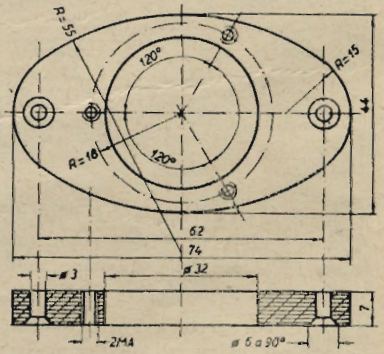
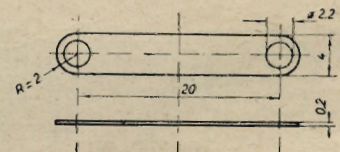
Tra il sistema utilizzante una sbarretta metallica (fig. 5) e quello utilizzante un condensatore (fig. 6) venne preferito il primo dato che nel secondo caso *C*, avente funzione di by-pass, si sarebbe trovato soggetto al massimo passagio di corrente R.F. e poichè sarebbe stato molto difficile realizzare un condensatore con piccola induttanza propria e rispondente ai requisiti richiesti.

Disaccopiamento catodico.

Un ulteriore problema che si dovette il catodo dal potenziale di terra o portarlo a questo stesso potenziale.

La prima soluzione avrebbe potuto realizzarsi o per mezzo di impedenze di arresto ad A.F. o per mezzo di linee a $\lambda/4$ con un estremo in c.c., linee che come visto presentano all'entrata una impedenza elevatissima.

Nel secondo caso si sarebbe invece ricorso a linee a $\lambda/2$ sempre con un estremo in c.c. Noi adottammo la soluzione più semplice consistente nel porre due induttanze di arresto sui due terturalmente comprensiva della lunhgezza propria del filamento e del suo rispettivo terminale. Essa verrà ritoccata fino ad una indicazione di minimo nel milliamperometro di placca.

Analogamente anche la lunghezza della linea volano è minore di $\lambda/4$ causa la capacità interna del tubo, l'induttanza del tubo stesso e quella dei conduttori tra la linea ed il tubo.

Ciò potrà facilmente verificarsi confrontando la lunghezza d'onda emessa col prodotto 41. Il divario tra questi

3 ottone argentato — 4 bronzo fosforoso — 5 ottone trafilato — 6 acciaio per molle sp 0,5 — 7

risolvere fu quello della connessione del circuito catodico, dovuta all'induttanza propria, non più trascurabile a queste frequenze, del terminale stesso.

Abbiamo già esaurientemente trattato questo problema nella prima parte di questo articolo, ci limitiamo a concludere che il problema può essere così impostato: od isolare elettricamente minali di filamento, anzi più precisamente, come visibile dalle foto, una parte delle induttanze risultò costituita dagli stessi reofori di uscita, avvolti su se stessi a spirale.

Consigliamo però specie con altri tubi e per frequenze più elevate, l'uso delle linee concentriche.

La lunghezza di queste linee sarà nadue valori è generalmente dell'ordine del 10 %.

Accoppiamento di antenna.

Venne effettuato dal lato freddo della linea e stretto come in seguito indicato.

Altre particolarità costruttive possono essere ricavate dall'esame delle foto, e dei disegni.

Siamo così pervenuti a fissare lo schema del nostro emettitore come nella figura 7. Elettricamente esso può essere considerato come un Colpitts ad alimentazione in serie in cui l'innesco e la persistenza delle oscillazioni sono affidate al gioco delle capacità griglia, catodo e placca catodo.

Più precisamente il circuito raffigurato in maniera semplificativa in fig. 8 può essere trasformato per le componenti alternative in quello equivalente di fig. 9. La capacità C_{pg} che è la maggiore, nel caso della 1628 eguale a 2 pF, carica direttamente la linea e ne abbassa la frequenza di risuonanza, mentre l'innesco delle oscillazioni (grado K di reazione) viene determinato dal rapporto

$$\frac{C_{pc}}{C_{gc}} = \frac{0{,}4}{2} = \frac{1}{5}$$

Questo rapporto è naturalmente maggiore di $1/\mu$ (per la 1628 = 1/23).

Dallo studio del circuito, oltre a numerose altre considerazioni si deduce che nessun punto della linea, supposta concentrata nella induttanza L, è a potenziale di terra, da cui la necessità di isolarla, mediante l'impedenza di arresto, dalla massa.

Messa a punto.

Le operazioni da eseguirsi per la messa a punto dell'apparato sono:

1) Alimentare la 1628 e, spostando il ponticello di cortocircuito, variare la frequenza fino ad ottenere il valore desiderato di 224 Mc (m. 1,34) misurato con un frequenzimetro per OUC o più semplicemente per mezzo di fili di Lecher.

2) Accoppiare il linx di antenna fino ad avere la massima corrente in antenna, facendo attenzione a non superare il valore di 50 mA.

Di grande ausilio risultò nella fase di messa a punto l'indicazione della corrente di griglia, circa 10 mA, misurata come da schema 10 su di uno dei ritorni di griglia, con l'interposizione di un filtro per R.F.

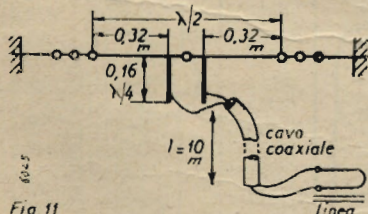



Fig 11

La potenza *output* determinata per mezzo di un termoamperometro posto nel ventre di corrente del dipolo irradiante, risultò:

$$73 \cdot 0{,}3^2 = 7 \text{ watt}$$

Essendo la corrente sotto carico di 50 mA con 500 volt di alimentazione anodica ne derivò una potenza *input* di:

$$40 \cdot 10^{-3} \cdot 500 = 20 \text{ watt}$$

con un rendimento all'antenna di

$$\frac{W\ output}{W\ input} = \frac{7}{20} = 0{,}35$$

L'antenna usata fu una $\lambda/2$ (tratto radiante lungo m. 0,64 onde tener presente l'effetto di punta) accoppiata, mediante un trasformatore a $\lambda/4$ ad un cavo coaxiale alimentatore avente una impedenza caratteristica propria di 100 ohm ed una lunghezza di 10 m.'

Riteniamo che la presente realizzazione possa servire di guida per quei radioamatori che si accingono ad esplorare l'interessantissimo campo delle OUC. A tutti gli sperimentatori buon lavoro ed un vivo ringraziamento al collega ing. Leandro Dobner, noto amatore di OC ed OUC, col cui aiuto furono effettuate tutte le operazioni di montaggio e messa a punto.

Materiale usato.

C_1 = 50 pF mica - isolamento 1500 V
C_2 = 100 pF mica - » » »
C_3 = 100 pF mica - » 500 »
C_4 = 100 pF mica - » » »
I_{af_1} = 22 spire filo 0,2 smalto su ∅ 20 mm.
I_{af_2} = 10 spire 1 mm smalto ∅ 15 mm più i terminali stessi di filamento avvolti a spirale.
R_1 = 10 KΩ - 2 W.

Nota: Come è visibile dalla foto, onde utilizzare i terminali doppi di griglia e di placca, R_1 consta di 2 resistenze di 20 KΩ - 1 W sulle due uscite di griglia ed analogamente C_1 di due condensatori di 25 pF cadauno.

★

(1) Funzione unicamente dei diametri dei tubi e della loro reciproca distanza e non della lunghezza.

(2) Radio Engineering Handbook.

UN PRATICO MISURATORE DI INDUTTANZA

del dott. De Stefani

6049/3

La precisione di taratura di induttanze, trasformatori di MF ecc., ha assunto nella moderna tecnica della radio un ruolo di tale importanza che anche il dilettante od il piccolo costruttore hanno bisogno di controllare frequentemente l'esattezza della loro produzione.

E' con tale intento che ci accingiamo a descrivere un semplice strumento di misura che si è rivelato all'atto pratico di grande ausilio per il tecnico.

E' però necessario prima di tutto rendersi esatto conto del metodo da seguire per il calcolo di un'induttanza indi del sistema per controllare se l'induttanza costruita corrisponda al valore calcolato. La formula che lega fra loro la capacità e l'induttanza di un circuito oscillante con la frequenza è la seguente:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

che si trasforma facilmente nell'altra d'uso più pratico:

$$f^2 = \frac{25330}{LC}$$

In quest'ultima formula L è dato il microhenry; C in picofarad ed f in megacicli. La variazione di frequenza del circuito oscillatorio è ottenuta generalmente per mezzo di una variazione di capacità. Le frequenze estreme, per una data gamma, saranno perciò date dalla seguenti formule:

$$f^2_{max} = \frac{25330}{LC_o}$$

ed

$$f^2_{min} = \frac{25330}{LC_r}$$

da cui si ricava

$$\frac{f^2_{max}}{f^2_{min}} = \frac{C_r}{C_o} = N^2 .$$

Si ha cioè che il rapporto fra le capacità massima e minima del circuito oscillante corrisponde a quello che lega tra loro i quadrati delle frequenze che indicheremo perciò con N^2. Il fatto che il valore L dell'induttanza non compaia più nell'ultima formula ci dice che con una determinata variazione di capacità è sempre possibile mantenere costante il rapporto N di frequenza per qualsiasi gamma d'onda.

Una volta stabilito il rapporto di frequenza che si vuole ottenere, è necessario determinare il valore che deve avere la capacità residua C_r del circuito oscillante per ottenere l'esatto rapporto di capacità. Ciò è possibile utilizzando la seguente formula:

$$C_r = \frac{C_{max} - N^2 C_{min}}{N^2 - 1}$$

in cui C_{max} e C_{min} sono rispettivamente le capacità massima e minima del condensatore variabile. Di tale capacità residua C_r va tenuto conto nel calcolo del rapporto di capacità. Un'esempio pratico ne chiarirà meglio l'applicazione. Si abbia ad esempio un variabile con capacità minima di 20 pF e massima di 450 pF con cui si voglia coprire un

rapporto N di frequenza da uno a tre in tal caso $N^2 = 9$ per cui

$$\frac{450 + C_r}{20 + C_r} = 9$$

C_r sarà perciò

$$C_r = \frac{450 - 9 \cdot 20}{9 - 1} = \frac{450 - 180}{8} = 33{,}75 \text{ pF}$$

per cui le capacità effettive massima e minima saranno 450+33,75 e 20+33,75 ossia 483,75 e 53,75 rispettivamente.

Il valore di L, che si calcolerà per la frequenza più alta si ottiene con la solita formula

$$L = \frac{25330}{f^2_{max} \cdot C_o}$$

quindi nell'esempio di cui sopra per una frequenza da 1500 a 500 Kc si ha

$$L = \frac{25330}{2{,}25 \cdot 53{,}75} = 209 \ \mu\text{H}.$$

Questo per sommi capi il metodo di calcolo del circuito oscillante.

Una volta determinato col calcolo il valore dell'induttanza che ci occorre, si può risalire con facilità ai dati costruttivi a mezzo di abachi, nomogrammi, grafici ecc., e realizzare così la bobina. Per assicurarsi che il valore di induttanza della bobina costruita corrisponda a quello calcolato, vi sono vari metodi. Ne descriveremo qui uno che ha il pregio di determinare il valore dell'induttanza pura, senza tener conto cioè della capacità residua che è sempre presente in ogni bobina e che noi abbiamo già considerato come facente parte della capacità residua C_r del circuito oscillante.

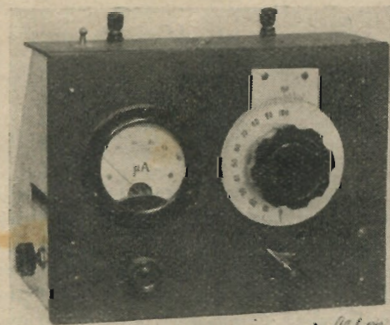



fig. 1

Il principio è il seguente:

Se noi sintonizziamo a due frequenze diverse e note con precisione un circuito oscillante comprendente la L incognita e teniamo esatto conto della variazione di capacità necessaria a portare in sintonia il circuito oscillante alle due frequenze suddette è possibile ricavare con facilità il valore dell'induttanza pura della bobina. Infatti le due equazioni:

$$f^2_{max} = \frac{25330}{LC_o}$$

e

$$f^2_{min} = \frac{25330}{LC_t}$$

esprimono le condizioni di risonanza del circuito alle frequenze f_{max} e f_{min}. Da tali equazioni è facile ricavare la seguente formula:

$$L \cdot (C_t - C_o) = \frac{25330}{f^2_{min}} - \frac{25330}{f^2_{max}}$$

fig. 2

la quale, tenendo conto della sola variazione di capacità $C_{max} - C_{min} = \Delta C$ e considerando che

$$\frac{25330}{f^2} = LC$$

si trasforma nell'altra

$$Lp \cdot \Delta C = (LC)^{min} - (LC)^{max}$$

da cui

$$Lp = \frac{(LC)^{min} - (LC)^{max}}{\Delta C}.$$

I valori di $\frac{25330}{f^2}$ ossia di LC in funzione della frequenza f sono riportati nella tabella prima. E' chiaro quindi che conoscendo i valori delle frequenze $(LC)^{min}$ e $(LC)^{max}$, nonchè quello della variazione di capacità ΔC per ottenerli, si può perfettamente determinare il valore dell'induttanza pura Lp.

Un piccolo apparecchio sperimentale atto alla misura di cui sopra è rappresentato dalle figg. 1 e 2 ed il suo schema elettrico dalla fig. 3. Esso è composto da uno stadio oscillatore accoppiato ad un voltmetro a valvola nel cui circuito di griglia viene collegata l'induttanza incognita ed in parallelo alla quale può essere inserito o disinserito un condensatore fisso dell'esatta capacità di 100 pF.

Il funzionamento del complesso è il seguente: si collega ai morsetti la bobina di cui si vuole conoscere la Lp; indi, col condensatore da 100 pF disinserito, si porta in sintonia il circuito dell'oscillatore fino alla massima indicazione del microamperometro e si legge la frequenza di risonanza. Si compie di poi l'identica operazione con il condensatore da 100 pF inserito. Si cercano quindi sul'a tabella i valori di LC corrispondenti alle due frequenze lette: Sottraendo il primo numero dal secondo e dividendo per 100 ossia per ΔC, si ottiene il valore della Lp in μH.

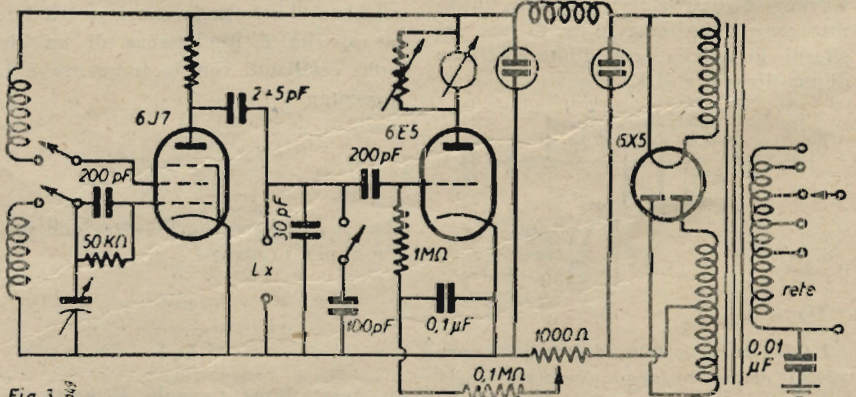



Fig 3

I valori non compresi in tabella si otterranno con facilità per interpolazione.

✱

f in Kc	L C	f in Kc	L C
30.000	28	3.700	1850
25.000	40	3.650	1900
20.000	63	3.600	1950
15.000	112	3.550	2010
10.000	253	3.500	2080
9.900	258	3.450	2130
9.800	164	3.400	2180
9.700	269	3.350	2260
9 600	274	3.300	2320
9.500	281	3.250	2390
9.400	286	3.200	2480
9.300	292	3·150	2560
9.200	299	3.100	2640
9.100	305	3.050	2720
9.000	313	3.000	2810
8.900	320	2.950	2910
8.800	327	2.900	3020
8.700	336	2.880	3060
8.600	342	2.860	3100
8.500	351	2.840	3140
8.400	359	2.820	3190
8.300	367	2.800	3240
8.200	377	2.780	3280
8.100	386	2.760	3320
8.000	396	2.740	3370
7.900	405	2.720	3460
7.800	416	2.700	3470
7.700	428	2.680	3540
7.600	439	2.660	5580
7.500	451	2.640	3630
7.400	463	2.620	3690
7.300	475	2.600	3750
7.200	483	2.580	3800
7.100	503	2.560	3870
7.000	517	2.540	3930
6.900	532	2.520	3990
6.800	548	2.500	4050
6.700	566	2.480	4100
6.600	582	2.460	4220
6.500	600	2.440	4260
6.400	618	2.420	4320
6.300	638	2.400	4400
6.200	659	2.380	4480
6.100	681	2.360	4550
6.000	704	2.340	4620
5.900	730	2.320	4710
5.800	754	2.300	4780
5.700	782	2.280	4880
5.600	809	2.260	4960
5.500	839	2.240	5050
5.400	867	2.220	5150
5.300	902	2.200	5230
5.200	938	2.180	5330
5.100	974	2.160	5420
5.000	1010	2.140	5530
4.950	1030	2.120	5640
4.900	1060	2.100	5730
4.850	1080	2.080	5850
4.800	1100	2.060	5970
4.750	1120	2.040	6150
4.700	1150	2.020	6210
4.650	1170	2 000	6330
4.600	1190	1.980	6480
4.550	1220	1.960	6600
4.500	1250	1.940	6720
4.450	1280	1.920	6880
4.400	1300	1.900	7020
4.350	1330	1.880	7160
4.300	1370	1.860	7320
4.250	1400	1.840	7460
4.200	1440	1.820	7630
4.150	1470	1.800	7760
4.100	1510	1.780	7990
4 050	1540	1.760	8170
4.000	1580	1.740	8360
3.950	1620	1.720	8560
3.900	1670	1 700	8760
3.850	1710	1.680	8970
3.800	1760	1·660	9180
3 750	1800	1.640	9450

f in Kc	L C	f in Kc	L C	f in Kc	L C	f in Kc	L C
1.620	9630	1.450	12110	1.290	15260	1.130	19790
1.600	9890	1.440	12240	1.280	15450	1.120	20260
1.590	10010	1.430	12420	1.270	15730	1.190	20590
1.580	10130	1.420	12540	1.260	16030	1.100	20930
1.570	10280	1.410	12730	1.250	16240	1.090	21280
1.560	10420	1.400	12920	1.240	16450	1.080	21650
1.550	10550	1.390	13120	1.230	16770	1.070	22030
1.540	10690	1.380	13330	1.220	17080	1.060	22510
1.530	10830	1.370	13460	1.210	17350	1.050	23030
1.520	10960	1.360	13690	1.200	17590	1.040	23450
1.510	11110	1.350	13920	1.190	17840	1 030	23900
1.500	11260	1.340	14150	1.180	18220	1.020	24350
1.490	11410	1.330	14215	1.170	18500	1.010	24830
1.480	11570	1.320	14560	1.160	18900	1.000	25330
1.470	11730	1.310	14810	1.150	19110		
1.460	11890	1 300	14990	1.140	19410		

NOTIZIARIO INDUSTRIALE

Dal laboratorio Corti: M. F. a ferro regolabile

E' nota la diffidenza di alcuni tecnici a progettare medie frequenze con nucleo regolabile per la taratura, aventi le bobine sullo stesso asse, per il fatto che lo spostamento del nucleo provoca una variazione di accoppiamento ed in conseguenza cambia la curva di selettività specialmente a ∓5 kilocicli.

Questa diffidenza è giustificata giacchè nella produzione in grandi serie, per ridurre al minimo il costo di lavorazione, si compie una taratura iniziale grossolana.

Giustificata pure per chi sente la mancanza di strumenti per eseguire una taratura precisa e rapida.

Corti, dopo un decennio di esperienza nel Laboratorio della S. A. Geloso presenta una serie di M. F. sicuro di fare cosa grata a tutti quei dilettanti e piccoli costruttori che desiderano impiegare nei loro lavori una M. F. che, oltre ad essere un compromesso fra rendimento ottimo e buona selettività, dia una certa uniformità nella produzione ed una presentazione veramente razionale e standardizzata che si distingua fra tutti i tipi finora presentati sul mercato.

Queste M. F. sono appunto a nucleo regolabile e le bobine sono sullo stesso asse (supporto unico filettato) e Corti assicura che non presentano l'inconveniente suaccennato di avere curve diverse a taratura eseguita. Le bobine sono a doppio avvolgimento, in modo da avere una regolazione più fine e meno critica del nucleo data la larghezza totale dell'avvolgimento e da ridurre a parità di induttanza la resistenza ohmica della bobina.

Le tre componenti del circuito sono così selezionate: taratura delle bobine senza nucleo con oscillatore a battimenti, col metodo della sostituzione quindi differenza praticamente nulla tra una induttanza e l'altra.

Selezione dei nuclei in modo di essere certi che ogni nucleo porti un incremento di induttanza uguale.

I condensatori a mica sono della nota casa Mial tarati ∓1 % rispetto al campione.

La taratura finale viene eseguita in modo da essere sicuri che il nucleo permetta ancora un incremento di induttanza corrispondente a 20 pF (ritornando nella posizione di taratura), detto margine di 20 pF serve per compensare l'eventuale differenza di capacità residua dei circuiti impiegati.

E' chiaro quindi che per una determinata serie di montaggi, la posizione dei nuclei a taratura avvenuta viene a trovarsi uguale in tutti i modelli soddisfacendo così il fattore uniformità di rendimento e di selettività.

Come da istruzione acclusa al prodotto il segnale per il C.A.V. va prelevato dalla placca, e si raccomanda durante la taratura di non chiudere i nuclei oltre tre giri intieri per evitare appunto di fare tarature false, poichè se non si ha a disposizione un misuratore d'uscita si può essere tratti in inganno da un fittizio aumento di rendimento dovuto all'aumento accoppiamento e non per raggiunto accordo del circuito.

Questo prodotto unitamente ai blocchi a 4 onde già da tempo conosciuti si possono trovare in vendita a MILANO presso i seguenti rivenditori:

CIPOLLINI: Corso Roma, 96 - MARCUCCI: Via Bronzetti, 37 - C.R.A.I.: Corso Porta Nuova, 42 - A.R.M.E.: Via Crescenzio, 6 - EMPORIUM RADIO: Via S. Spirito, 5 - M.E.R.I.: Viale Monte Nero, 55 - ELEKTRON: Via Pasquirolo, 17 - G.E.I.R.I.C.A.S.A.: Corso Venezia 7 - ROMUSSI: Via Benedetto Marcello, 38.

LA VALVOLA ECH4 UTILIZZATA COME PREAMPLIFICATRICE ED INVERTITRICE DI FASE IN UNO STADIO FINALE BF

del per. ind. Carlo Cappelletti

Riportiamo qualche nota su un particolare impiego della valvola ECH4 usata in BF quale pilota ed invertitrice di fase in stadi di amplificazione senza corrente di griglia.

Negli amplificatori BF di potenza limitata torna molto comodo poter fare a meno del trasformatore di entrata per lo stadio finale in controfase e ciò principalmente per ragioni di economia, di spazio e sopratutto per evitare i noti inconvenienti che l'uso del trasformatore porta inevitabilmente con sè.

L'impiego sempre crescente di piccoli amplificatori e l'avvento delle nuove valvole di potenza « Philips » ad alta pendenza ed alta sensibilità consigliano senz'altro di prendere in considerazione le note che seguono e che permettono di realizzare con notevole economia ottimi amplificatori per media potenza assolutamente privi di ronzii e rumori di fondo e con bassa distorsione.

Dalle pubblicazioni della Philips rileviamo uno schema interessante che impiega una ECH4 come preamplificatrice BF (100 volte) e invertitrice di fase.

Riteniamo pertanto utile portare a conoscenza dei radioamatori dilettanti detto circuito poichè esso è fino ad ora poco conosciuto in Italia non avendo potuto la Philips, date le contingenze belliche, dare ad esso sufficiente pubblicità.

Tutti i radioamatori conoscono ormai da anni il triodo-eptodo ECH4 e ne conoscono le numerose possibilità di impiego negli stadi a cambiamento di frequenza, amplificazione MF e preamplificazione BF ecc. (1).

Una applicazione veramente interessante è quella di cui parleremo in seguito.

Ripetiamo che detto circuito è indicato dalla Philips e che pertanto nel riportare le note seguenti non abbiamo la pretesa di aver fatto alcunchè di nuovo.

In detto circuito i due sistemi eptodo e triodo della ECH4 sono usate come amplificatori a resistenza capacità e pertanto questo circuito non può essere usato per pilotare stadi BF in cui circola corrente di griglia.

Data però l'alta pendenza e la grande sensibilità dei moderni tubi finali Philips (AL4, AL5, 4688, EL3, EL5, 4689, EL6, 4699, 4654 ecc.) l'amplificatore senza corrente di griglia presenta senz'altro un interesse indiscutibile.

Dei due sistemi disponibili nella valvola ECH4, il primo (eptodo) consente la preamplificazione BF (circa 100 volte) mentre il secondo (il triodo) non deve che effettuare l'inversione di fase della tensione alternata, con una amplificazione uguale ad 1.

Questa debole amplificazione consente di applicare al triodo una contro reazione elevata in modo da ottenere una riproduzione praticamente pura.

La contro reazione si ha portando alla griglia del tubo una parte della sua tensione anodica. Questo principio consente inoltre di avere una inversione bilanciata e relativamente indipendente dal grado di efficienza di una delle due sezioni della valvola.

Uno schema di massima è riportato in fig. 1.

La tensione di un diodo o di un rivelatore fonografico è applicata in *Vi*.

Il circuito anodico dell'eptodo (usato come pentodo), comporta una resistenza di accoppiamento di 200.000 Ω.

La griglia schermo è alimentata con 250 V attraverso una resistenza di 0.25 MΩ.

L'amplificazione BF effettiva dell'eptodo è di 100 volte per cui la griglia del primo tubo in *Vi* è alimentata con una *Vg* uguale a 100 volte la tensione d'entrata *Vi*.

La tensione alternata prelevata ai capi di *R1* è portata sulla griglia del triodo attraverso una resistenza *R4* di 1 MΩ.

Le resistenze *R5* e *R6*, in parallelo alla griglia riducono questa tensione ad un valore uguale ad 1/3 della tensione iniziale.

Una parte della tensione alternata ai capi di *R2* viene portata come tensione di contro reazione alla griglia del triodo attraverso la resistenza *R5* e si sovrappone al segnale ivi esistente.

Ne risulta che la tensione ai capi di *R2* è praticamente uguale a quella ai capi di *R1*, ma con la differenza che è è sfasata di 180°.

Questa tensione viene applicata alla griglia del 2° tubo finale.

Il montaggio assicura una tensione alternata di 10 V (con distorsione del 0,8 per cento) per ciascun tubo finale. Questa tènsione è largamente sufficiente per la modulazione dei due tubi d'uscita (EL6-EL5 o 4699-4689 ecc.).

Occorrendo una tensione di 20 V per

Fig. 1 - Schema di principio. Le due sezioni eptodo e triodo sono disegnate separate.

Fig. 2 - Lo schema di fig. 1 con l'aggiunta della tensione di regolazione - VR.

DATI DI IMPIEGO DELLA ECH 4 COME PREAMPLIFICATRICE E INVERTITRICE DI FASE PER UNO STADIO FINALE IN CONTROFASE.

	Simbolo						Unità
Tensione di alimentazione	Vb	= 250					V
Resistenza di carico dell'anodo dell'eptodo	Ra_H	= 0.2					MΩ
» » » » *del triodo*	Ra_T	= 0.1					MΩ
» *in serie alla griglia-schermo*	$R(g^2+g^4)$	= 0.25					MΩ
» *catodica*	Rk	= 650					Ω
Tensione negativa di regolaz. della G_1 dell'epodo (VR)	VR	=	0	-5	-10	-15	-20 V
Corrente anodica dell'eptodo e triodo insieme	Ia_H+Ia_T	=	2.5	2.45	2.35	2.25	2.15 mA
Corrente di schermo	$I(g^2+g^4)$	=	0.75	0.58	0.43	0,32	0.24 mA
Tensione alternata all'entrata	Vg^1_{eff}	=	0.10	0.33	0.66	1.0	1.6 V
Amplificazione	$\frac{Vo_{eff}}{Vg^1_{eff}}$	=	100	30	15	10	6
Tensione alternata all'uscita	Vo_{eff}	=	10	10	10	10	10 V
Distorsione	d_{tot}	=	0.80	3.70	4.50	6.20	7.50 %

tubo (valvola finale 4654 ecc.) si deve tollerare una distorsione del 2% circa (2).

La caratteristica *Ja Vg* della ECH4 (eptodo) è tale da consentire la costruzione di amplificatori ad uscita costante (per usi speciali).

Basta disporre di una tensione supplementare per la griglia controllo dell'eptodo che consenta di variarne la polarizzazione.

Riportiamo gli schemi di principio e qualche tabella di dati.

In fig. 2 è riportato lo schema di principio di fig. 1 con l'aggiunta della tensione —*VR*.

La tensione di regolazione —*VR* permette di variare l'amplificazione dell'eptodo spostandone il punto di funzionamento verso sinistra sulla caratteristica *Ja/Vg*l che come è noto è a pendenza variabile.

Si può ottenere così una tensione costante V_0 eff. all'uscita dello stadio anche per diversi valori di ampiezza del segnale di entrata *Vg*l *eff*.

Questa può interessare in particolari applicazioni dell'amplificatore.

(1) Interessante in proposito l'articolo dell'Ing. Novellone sull'antenna nov.dic. 1945 in cui si descrive un circuito che doppia in uno stadio in classe A. Anaimpiega la E1R quale preamplificatrice loghe considerazioni possono essere fatte per il triodo eptodo ECH4 che offre sulla E1R notevoli vantaggi.

(2) Vedere in proposito i dati di pubblicazione delle valvole Philips seguenti: 4688, 4689, 4694, 4699, 4654, PE06/40, EL50, AL5, EL5, EL3 EL6, ecc.

CONSULENZA

Questa rubrica è a disposizione di tutti i lettori, purchè le loro domande, brevi e precise, riguardino problemi di interesse generale o apparecchi da noi descritti. Agli abbonati si risponde gratuitamente su questa rubrica, coloro che non lo sono dovranno accompagnare ogni richiesta da 50 lire.
Per consulenze di carattere particolare, traduzioni, ecc. prezzo da convenirsi volta per volta.

G. Ter 6607 - Sig. V. Puccinelli

Vercelli

Chiede lo schema di un ricevitore di picole dimensioni, da adoperarsi con l'alimentatore del dott. Radius (pubblicato nel n. 1-2, 1946, de « l'antenna ») e domanda se questa rivista ha trattato il progetto e la costruzione di efficienti ricevitori aventi dimensioni e peso particolarmente ridotti.

E' ovvio che nei ricevitori in parola s'incontra un problema costruttivo, più che di schema. Lo scopo può essere raggiunto:

1) scegliendo opportunamente i singoli elementi;

2) con una conveniente disposizione costruttiva.

Se si realizza un ricevitore a cambiamento di frequenza, si può eliminare il condensatore variabile di accordo, ricorrendo al gruppo « P1 » a permeabilità variabile.

Lo schema del circuito può essere in tal caso quello della fig. 1. I tubi ECH4 possono essere sostituiti con i tubi E1R il cui ingombro è minore, in conseguenza alla forma cilindrica del bulbo. Per i trasformatori di media frequenza occore riferirsi a quelli aventi uno schermo di dimensioni particolarmente limitate.

Un altro schema di un ricevitore del genere può essere quello della fig. 2. Dimensioni particolarmente limitate possono essere ottenute predisponendo l'accordo su di un certo numero di stazioni. Si vedrà in proposito lo schema della fig. 3 e le precisazioni circa le commutazioni per l'accordo dello stadio variatore di frequenza. Altri schemi possono essere realizzati, adoperando i tubi « *ghianda* » (per ora non facilmente reperibili) o i « *miniature tube* », non ancora introdotti in Italia. Ciò semprechè non si voglia ricorrere a un ricevitore a reazione. In tal caso lo schema può essere quello della fig. 4.

Ric. Supereterodina con tubo ECH4 rivelatore ed amplificatore in MF e in BF.

Circa i problemi costruttivi che s'incontrano in queste realizzazioni è da ricordare che l'ingombro dell'insieme deve rappresentare una soluzione di compromesso con le necessità elettriche di funzionamento.

Il progetto e la costruzione di apparecchi particolarmente piccoli, non richiede, come si è detto, una trattazione specifica.

G. Ter 6608 - Sig. D. Coletta

Furci Siculo (Messina)

Desidera sepere:

1) *Se il* BV3901, *pubblicato sul n.* 1, 1939, *de « l'antenna » è tuttora un ricevitore conveniente o se è stato superato da realizzazioni più moderne;*

2) *I dati costruttivi di un trasformatore di alimentazione con un nucleo di 8* cm_2 *di sezione netta;*

3) *Dove poter acquistare il filo « Litz »* 40 × 0,04 *e il materiale per costruire le bobine con nucleo ferromagnetico.*

1) Il BV3901 è un ricevitore a reazione nel quale sono adoperati i tubi EF6, EL3 e WE51. Nel campo dei ricevitori a reazione il BV 3901 è tutt'ora una realizzazione interessante. Esso può essere oggi sostituito da un ricevitore a cambiamento di frequenza, pure a due tubi. Lo scopo può essere ottenuto con lo schema della fig. 5, in cui il triodo del tubo WE13 provvede alla rivelazione per falla di griglia, mentre il pentodo dello stesso tubo serve per l'amplificazione di potenza.

Procedendo al cambiamento di frequenza, si hanno i seguenti vantaggi:

a) maggiore sensibilità;

b) maggiore selettività;

c) facilità di comando, conseguente alla presenza di un comando unico.

Occorre per contro procedere accuratamente alla taratura del trasformatore di media frequenza e all'allineamento del circuito selettore e di quello del generatore locale.

2) Con un nucleo di mm 36 × 24 (sezione cmq. 8,6) si hanno i seguenti dati costruttivi (fig. 6:

Primario: numero di spire per volt 5,5.

Per 110 V, sp. 605; filo sm. da 0,4 mm.
Per 125 V, sp. 688; filo sm. da 0,3 mm.
Per 160 V, sp. 881; filo sm. da 0,3 mm.

Secondario A.T.: 2145 + 2145 spire; filo sm. da 0,13 mm.

Secondario tubo raddrizzatore (5 V, 2 A): 32 spire; filo sm. da 0,9 mm.

Secondario accensione tubi (6,3 V, 1,5 A): 41 spire; filo sm. da 0,75 mm.

Gli avvolgimenti dovranno eseguirsi interponendo un foglio di carta paraffinata fra gli strati e della tela sterling fra gli avvolgimenti.

Con trasformatore così dimensionato, dopo una prova di sei ore sotto carico, si è ottenuta una sopraelevazione di temperatura per riscaldamento di 68°C.

3) Il filo « Litz » 40 × 0.05 è praticamente introvabile.

G. Ter 6609 - Sig. N. Colonna

Catania

E' in possesso di uno strumento da 1 m A e di un raddrizzatore M. B. S. 1 Westinghouse. *Desidera conoscere:*

1) *I dati costruttivi di un trasformatore di corrente per effettuare le misure su correnti alternate.*

2) *Il circuito atto a variare la portata dell'ohmetro per misure di resistenza da 0 a 2000 Ω, da 0 a 200.000 Ω e da 0 a 2 M Ω.*

3) *I dati costruttivi di un capacimetro.*

4) *Il circuito per la prova dei tubi elettronici.*

1) Lo schema di un trasformatore di corrente è riportato nella fig. 7. La disposizione dei singoli avvolgimenti è illustrata nella fig. 8. I dati costruttivi sono i seguenti:

— *Nucleo* con lamierini « mumetal » (al ferronichel);

Spessore del nucleo, cm. 1.3.

— *Avvolgimento secondario*: 2190 spire; 100 spire per strato.

— *Avvolgimenti primari*:

25 spire; portata 100 m A;

5 spire; portata 0.5 A;

1 spira; portata 1 A.

L'entrata e l'uscita di ciascun avvolgimento primario devono risultare dalla stessa parte; in caso contrario vi è un errore di una spira.

Gli avvolgimenti devono essere ricoperti con carta verniciata o tela sterling.

La lunghezza totale dell'avvolgimento secondario è di mt. 1.70, con una resistenza totale di 98 Ω.

Alla frequenza di 50 Hz si ha un errore a fondo scala del 0,45%.

2) Per le misure delle resistenze di basso, medio ed alto valore, si può realizzare il circuito della fig. 9. Esso è caratterizzato da un commutatore multiplo a tre posizioni e due vie e dall'uso di due batterie, di cui una da 4.5 V per le resistenze di basso e medio valore e una da 45 V per quella di alto valore.

3) Lo schema di un capacimetro è riportato nella fig. 10. Esso comprende un autotrasformatore di linea e un tubo per il raddrizzamento di una semionda. Per i condensatori a mica e a carta si adopera una tensione di 50 V, ottenuta da una presa dell'autotrasformatore. La tensione che si stabilisce all'uscita del filtro serve per i condensatori elettrolitici. I contatti 1, 2, 3, 4, 5 e 6 corrispondono alle diverse portate del capacimetro. L'equilibrio del ponte è affidato a un potenziometro a filo da 50.000 Ω, che determina direttamente, su di una scala, i diversi valori di capacità in esame. Per il controllo delle condizioni di equilibrio si adopera una cuffia.

4) Per quanto riguarda il circuito per la prova dei tubi elettronici, facciamo osservare che esso è vincolato a numerosi fattori, quali il metodo, le dimensioni dell'apparecchiatura, lo strumento che si vuole usare, ecc., che non sono stati precisati. Può anzitutto consultare e richiedere nuovamente tale schema illustrando i fattori suddetti.

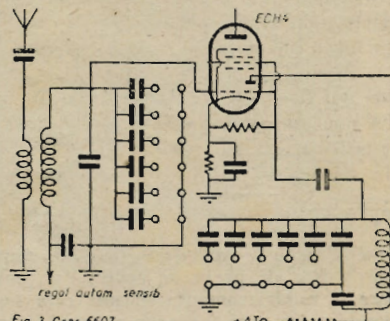
Ric. Supereterodina con rivelatore a caratteristica di griglia

G. Ter 6610 - Sig. G. Baldereschi

Milano

Chiede su quali numeri de « l'antenna » può trovare descrizioni complete di trasmettitori da 20 a 50 W.

Descrizioni complete non sono mai state pubblicate, per i noti motivi contingenti, determinati cioè dal silenzio imposto per più anni, e ancor oggi mantenuto, ai dilettanti italiani.

Una trattazione in materia veramente completa e tale da poter essere seguita tanto dal dilettante quanto dal professionista, è in preparazione e verrà riportata prossimamente sulle pagine di questa rivista.

Circuito variatore di freq. ad accordo predisposto e commutaz. a chiave di corto-circuito.

Rivelatore a retroazione con tubo EL2 per amplificazione di potenza.

Supereterodina a due tubi.

G. Ter 6611 - Giacomo Bonino

Torino

Sottopone ad esame lo schema elettrico e di montaggio di un ricevitore che comprende un tubo E 430 Philips *quale rivelatore a reazione e un tubo* WE 30 Telefunken, *per l'amplificazione di potenza. Domanda inoltre alcune precisazioni:*

1) *circa l'impiego di un trasformatore di alimentazione, il cui secondario di alta tensione non è provvisto di presa al centro (il tubo raddrizzatore usato è il* WE 52);

2) *sulla necessità o meno di collegare nel circuito anodico del rivelatore a reazione, un'impedenza di arresto* (Geloso, N. 560);

3) *sull'uso nel circuito di condensatori telefonici da 2 μF dei quali non conosce la tensione di lavoro;*

4) *sulla possibilità di adoperare il blocco di alta frequenza del* B V 139 *descritto a suo tempo su* «l'antenna» *e che egli usa di circa sette anni;*

5) *su di un metodo, anche empirico, per la prova dei condensatori fissi e delle resistenze.*

Lo schema elettrico è esatto. Anche i valori dei singoli elementi sono esatti. E' consigliabile però aumentare alquanto i valori dei condensatori di livellamento (C_6 e C_7).Ciò per migliorare il comportamento del filtro sia per quanto riguarda l'azione di sfiguramento e sia in relazione al valore della tensione continua. E' quindi conveniente far uso di due condensatori da 4 μF (meglio da 8 μF), a carta o elettrolitici, per una tensione di lavoro di 400 V. Precisiamo inoltre:

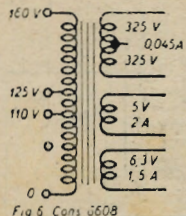
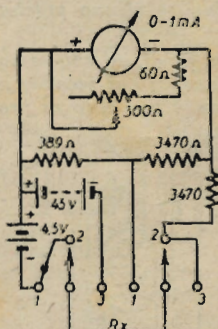



Fig 6 Cons 6608 — Fig 7 Cons 6609

1) Poichè il secondario di A. T. non è provvisto di presa al centro, si può avere il raddrizzamento di una sola semionda, con una erogazione pari alla metà di quella che può essere ottenuta raddrizzando le due semionde. Il rendimento non è quindi elevato. In tali condizioni s'impone per il filtro di livellamento un valore di capacità, come si è detto, non troppo basso.

Riguardo invece il circuito di accensione del tubo WE 52, occorre tener presente che si richiede una intensità di corrente di 2A e non di 1A come è riportato sullo schema elettrico.

2) L'impedenza (Geloso, n. 560) sul circuito anodico del rivelatore a reazione, ha lo scopo di impedire che il primario del trasformatore intervalvolare di BF, sia percorso dalle componenti ad alta frequenza della corrente anodica. Ciò perchè occorre che tali correnti siano invece convogliate sul circuito di reazione, onde dar luogo al trasferimento energetico sul circuito di comando del tubo. L'impedenza in parola può pertanto omettersi quando le componenti ad alta frequenza della corrente anodica incontrano, nel primario del trasformatore di BF, un'impedenza più elevata di quella che è loro offerta dal circuito di reazione. Nel caso specifico del circuito in esame tale fatto può ritenersi verificato, per cui l'impedenza può essere effettivamente eliminata.

3) Esistono condensatori telefonici ad alta, media e bassa tensione di esercizio. Mancando i particolari costruttivi di essi, non ci è possibile dare alcuna precisazione in merito. Ove non ci si preoccupi dell'eventuale deterioramento, ci si può render conto, grosso modo, delle loro possibilità d'impiego, collegando in serie ad essi una lampada comune ad incandescenza ed applicando ai capi del condensatore, la tensione della rete. Si evita così, ove fosse già in corto circuito o non adatto al valore della tensione stessa, di stabilire un corto-circuito sulla rete. Inutile dire che tale prova si può solo eseguire sui condensatori a carta o a mica, e non su quelli elettrolitici.

4) Può usare senz'altro il blocco di alta frequenza del BV 139.

5) Il problema della prova empirica dei condensatori fissi e delle resistenze non può essere facilmente risolto, per la molteplicità dei fattori che s'incontrano, rappresentati dal tipo, dal valore e dalle grandezze elettriche che concorrono a definire le condizioni di ogni elemento. Quando è possibile, ci si può riferire per confronto, sostituendo momentaneamente nel circuito di un'apparecchiatura in condizioni di normale funzionamento, l'elemento in esame. In alcuni casi è sufficiente che l'ordine di grandezza del valore dell'elemento sostituito, sia il medesimo di quello dell'elemento da sostituire; in altri casi i due elementi dovranno avere uguale valore.

Come si è detto i condensatori fissi, possono essere provati, grosso modo, applicando ad essi una tensione conveniente. Altrettanto dicasi per le resistenze che possono sostituire un ramo di un circuito chiuso (ad es. il secondario di un trasformatore intervalvolare di BF) avente in serie una sorgente di tensione (f. e. m. indotta dal primario durante la ricezione di una stazione) e un elemento di controllo (riproduttore elettroacustico).

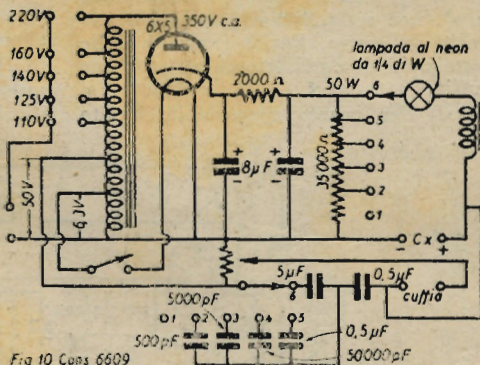



Fig 9 Cons.6609

Fig 10 Cons 6609

PICCOLI ANNUNCI

Sono accettate unicamente per comunicazioni di carattere personale. L. 5 per parola; minimo 10 parole. Pagamento anticipato.

Gli abbonati hanno diritto alla pubblicazione gratuita di un annuncio (massimo 15 parole) all'anno.

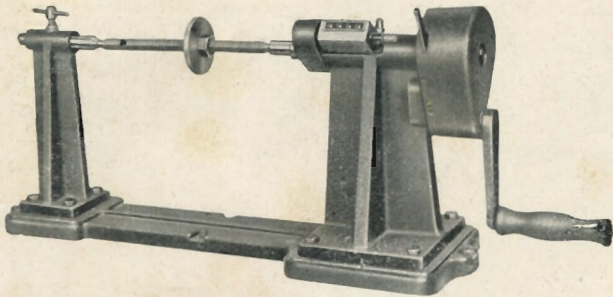
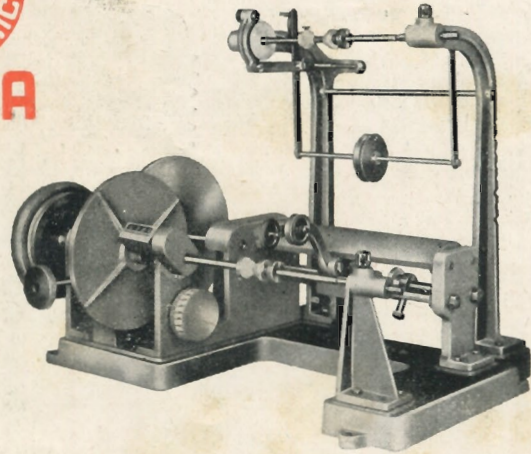
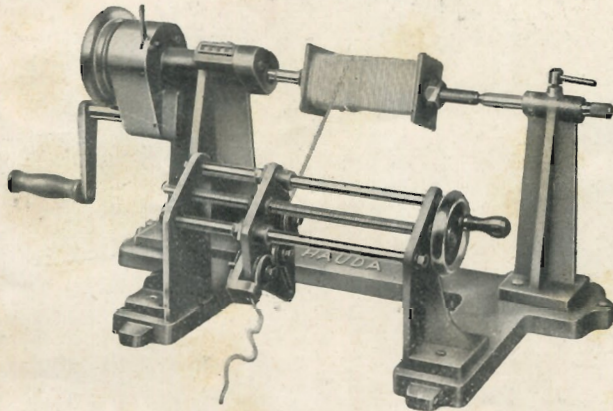
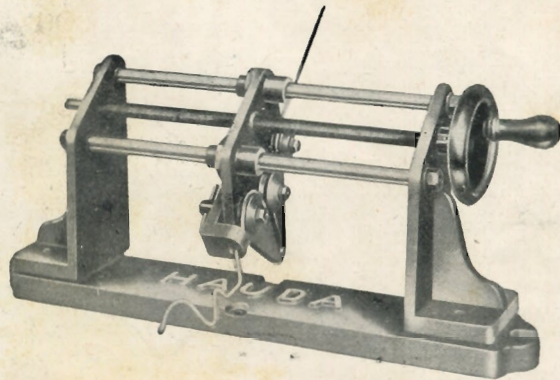
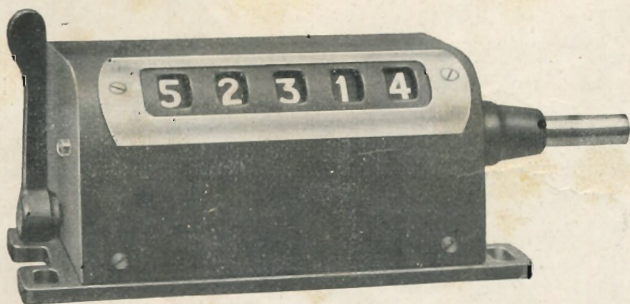
La responsabilità tecnico-scentifica dei lavori firmati, pubblicati nella rivista, spetta ai rispettivi autori.

Ricordare che per ogni cambiamento di indirizzo occorre inviare all'Amministrazione L. Dieci.

EDIZIONE "IL ROSTRO,, Via Senato, 24 - MILANO

Dottor Ingegnere Spartaco Giovene direttore responsabile

Pubblicazione autorizzata dal P. W. B.

ISTITUTO GRAFICO AGNELLI - MILANO

Bobinatrice lineare a mano - due velocità mod. «Haumano»

Bobinatrice Automatica lineare mod. «Haudeco» $^{III}/_{45}$

Bobinatrice lineare semiautomatica — due velocità - Funzionamento a motore come a mano - Mod. «Haumano/SA»

Guida - Tendi - Stirafilo automatico (brevettato) - Mod. «Hautendi»

Contagiri a 5 cifre grandi — Rimessa a zero - a scatto rapido Mod. «Haudacontax»

Raddrizzatore metallico. Carica: 4 batt. da 6 V - oppure 2 da 12 V - oppure 1 da 24 V - da 3 a 10 amp regolabili - Mod. «Haudasincronos»

COSTRUZIONE OFFICINA ELETTROMECCANICA

CHIAVENNA
VIA ROMA N 40-42-44 • DIREZIONE E STABILIMENTO
MILANO
VIA FERRANTE APORTI N. 12 • DEPOSITO